CONSTANTIN ILIESCU CARMEN IONESCU-GOLOVANOV
WILIBALD SZABO IULIU SZÉKELY DUMITRU BĂRBULESCU

# Măsurări electrice și electronice

EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ,
BUCUREȘTI — 1983

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI

*Conf. dr ing.* **CONSTANTIN ILIESCU**
*Conf. dr. ing.* **CARMEN IONESCU-GOLOVANOV**
*Prof. dr. ing.* **WILIBALD SZABO**
*Șef lucr. dr. ing.* **IULIU SZÉKELY**
*Prof. dr. ing.* **DUMITRU BĂRBULESCU**

Coordonator : *conf. dr. ing.* **CONSTANTIN ILIESCU**

# Măsurări electrice și electronice



**EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ**
**BUCUREȘTI — 1983**

# *Prefață*

Definirea dialectică a cunoașterii *„de la contemplarea vie, prin gîndirea abstractă, la constatarea experimentală"* arată că experimentul și măsurarea fac parte integrantă din procesul de cunoaștere a unui fenomen.

În contextul revoluției științifice și tehnice din lumea contemporană, măsurările electrice sînt indispensabile în toate ramurile industriale, ca verigă importantă în procesele de producție, în controlul calității materiilor prime, a produselor intermediare și finale, în dezvoltarea cercetării în toate domeniile.

Pe suportul mărimilor electromagnetice se fac cel mai frecvent atît schimburile de energie, cît și schimburile de informație ; măsurarea electrică cu precizie ridicată condiționează deci desfășurarea normală a proceselor implicate.

În învățămîntul superior românesc, dezvoltarea disciplinei de măsurări electrice este legată de nume de prestigiu : CONSTANTIN BUDEANU, ALEXANDRU TH. POPESCU, I. S. ANTONIU, care au format zeci de generații de ingineri electricieni în spiritul unei proiectări optime a experimentului, aducînd o valoroasă contribuție și în elaborarea de concepte sau de noi metode și mijloace de măsurare.

Lucrarea *„Măsurări electrice și electronice"* se adresează studenților de la secțiile de ingineri, anul III, Facul-

tatea Electrotehnică, dar poate fi utilă tuturor celor care doresc să-şi aprofundeze cunoştinţele specifice tehnicii măsurării.

Manualul tratează unitar, într-o prezentare modernă, problemele fundamentale ale ştiinţei măsurării mărimilor electrice şi neelectrice, accentuînd necesitatea realizării judicioase a *sintezei şi analizei* procesului de măsurare, deci *proiectarea optimă a măsurării* prin elaborarea metodei şi alegerea aparatelor în funcţie de cerinţele metrologice impuse, şi *evaluarea măsurării*, prin aprecierea surselor de erori şi prelucrarea rezultatelor.

Lucrarea şi-a propus să orienteze studentul în alegerea adecvată a metodelor şi aparatelor, pornind de la principiile de bază ale ştiinţei măsurării, subliniind cele mai reprezentative tehnici actuale, dar prezentînd şi tendinţele moderne de introducere a microprocesoarelor şi sistemelor automate de prelucrare şi transmitere a datelor.

CUPRINS

# *Partea I*

# PROBLEMELE DE BAZĂ ALE ŞTIINŢEI MĂSURĂRII

## 1

## CONCEPTUL DE MĂSURARE

### 1.1. OBIECTUL ŞTIINŢEI MĂSURĂRII

Pentru a înţelege, a prevedea şi a acţiona asupra mediului înconjurător omul trebuie să acumuleze cunoştinţe referitoare la diverse obiecte, fenomene, procese etc., prezente în natură. Aceste cunoştinţe pot fi clasificate prin introducerea noţiunii de mărime. Prin definiţie, *mărimea* reprezintă o proprietate sau un atribut comun al unei clase de obiecte, fenomene, procese etc.

Să considerăm (fig. 1.1) că totalitatea mărimilor implicate în realitatea obiectivă constituie mulţimea de bază $M$ care acoperă întreg dreptunghiul. Din mulţimea $M$ vom evidenţia submulţimea $M_1$ corespunzătoare *mărimilor definibile* în care cuprindem mărimile pentru care se poate obţine o informaţie care să permită discriminarea lor calitativă, deci definirea lor. Submulţimea $M_1$ include submulţimea $M_2$ corespunzătoare *mărimilor măsurabile*, care reprezintă mărimile definibile pentru care este posibilă atribuirea cîte unui număr fiecărui element şi pentru care s-a elaborat atît *metoda de măsurare* cît şi *mijlocul de măsurare* prin care este posibilă această atribuire.

Totalitatea numerelor reale ce pot fi atribuite pentru o mărime măsurabilă formează *scala de măsurare* a mărimii respective. Referitor la figura 1.1, putem scrie

$$M_2 \subset M_1 \subset M \qquad (1.1)$$

Din această schemă rezultă că posibilitatea de a fi definită, elaborarea unei scale de măsurare şi existenţa unei metode de măsurare concretizată printr-un mijloc de măsurare constituie condiţiile necesare măsurabilităţii unei mărimi.

Dezvoltarea continuă a activităţii umane conduce la lărgirea frontierelor cunoaşterii, deci la adăugarea de noi elemente la submulţimea mărimilor definibile $M_1$ iar progresul ştiinţei măsurării determină deplasarea continuă a frontierei dintre mărimile măsurabile şi cele definibile în sensul absorbirii mărimilor definibile de către submulţimea mărimilor măsurabile. Acest proces

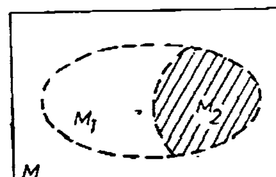



**Fig. 1.1. Clasificarea mărimilor:**
$M$ — totalitatea mărimilor; $M_1$ — mărimi definibile; $M_2$ — mărimi măsurabile.

este de fapt o condiție indispensabilă a procesului cunoașterii și el evidențiază importanța măsurării pentru celelalte științe, importanță care a fost formulată încă din secolul al XVI-lea de către Galileo Galilei: „Să măsurăm ceea ce se poate măsura și să facem măsurabil ceea ce nu se poate încă".

Măsurarea reprezintă o etapă importantă și totodată o caracteristică permanentă a procesului cognitiv, un element central al cunoașterii științifice.

Ca orice știință și știința măsurării are baze teoretice proprii, metode caracteristice de lucru și în industria constructoare de aparate de măsurare o solidă bază practică.

În privința denumirii menționăm că există în prezent tendința ca știința măsurării să fie denumită „metrologie", termen care provine din limba greacă veche de la cuvîntul „metron" care înseamnă măsură și de la cuvîntul „logos" care înseamnă vorbire.

Pentru a prezenta *modelul matematic al procesului de măsurare* (fig. 1.2, *a*) se observă că mărimea de măsurat constituie o mulțime de definiție $Q$ ale cărei elemente $q_i \in Q$ corespund nivelelor posibile în care se poate afla caracteristica ce se măsoară. Se consideră o mulțime $N$ de simboluri, care în marea majoritate a cazurilor sînt numere reale, $N \in R$, și prin metoda de măsurare utilizată se stabilește o *funcție de măsurare* $M$ prin intermediul căreia fiecărui element $q_i \in Q$ îi corespunde un anumit element $n_i \in N$. Rezultă deci că funcția $M$ definește o mulțime de perechi și mulțimea $N$ formează o imagine a mulțimii $Q$, cu alte cuvinte funcția $M$ este definită pe $Q$ și ia valori în $N$:

$$M : Q \rightarrow N \tag{1.2}$$

Aplicația $M$ pe $Q$ cu valori în $N$ este o aplicație bijectivă și dacă în mulțimea $Q$ se dă cel puțin o relație de ordonare corespunde în $N$ o relație de ordonare care este imaginea relației din $Q$ și de aceea se consideră $M$ un izomorfism de la $Q$ la $N$.

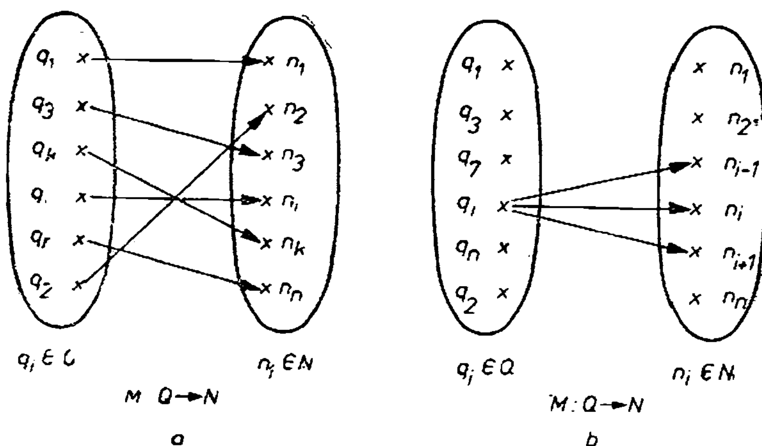



**Fig. 1.2. Modelul matematic al măsurării:**
*a* — teoretic; *b* — real; $Q$ — mulțimea de definiție a mărimii de măsurat; $N$ — mulțimea de numere; $M$ — funcția de măsurare.

Rezultă că prin măsurare (fig. 1.2, *a*) se atribuie unui element $q_i \in Q$ un element $n_i \in N$ astfel încît relațiile dintre elementele $q_i \in Q$ și $q_j \in Q$ sînt izomorfe cu relațiile dintre elementele corespunzătoare $n_i$ și $n_j$ ale mulțimii $N$.

Măsurarea este deci atribuirea de numere mărimilor astfel încît să poată fi descrise relațiile dintre ele. Aceste numere se numesc *valori ale mărimilor măsurate*.

Mijlocul tehnic necesar efectuării acestei identificări îl constituie mijlocul de măsurare.

Dacă mijlocul de măsurare ar fi ideal atunci el ar putea să furnizeze *valoarea adevărată a mărimii de măsurat* (fig. 1.2, *a*). Trebuie însă menționat de la început că nu există mijloace de măsurare ideale deci prin măsurare nu se poate obține valoarea adevărată, informația de măsurare fiind afectată de *erori*. Aceasta face ca prin măsurarea unei mărimi $q_i$ care se găsește în realitate în clasa *i* să i se atribuie o valoare oarecare cuprinsă în intervalul $(n_{i-1}, n_{i+1}]$ (fig. 1.2, *b*), deci o valoare diferită de $n_i$. Mijlocul de măsurare furnizează o valoare ce se numește *valoare măsurată* care este diferită de valoarea adevărată a mărimii și de aceea, după obținerea valorii măsurate, trebuie să se estimeze *intervalul de incertitudine* care afectează măsurarea, adică intervalul în care se află valoarea adevărată a mărimii măsurate. De exemplu, la măsurarea intensității unui curent electric ampermetrul indică $I = 10$ A și în funcție de caracteristicile metrologice ale ampermetrului se estimează incertitudinea de măsurare și se dă rezultatul $I = 10 \pm 0{,}05$ A.

Obiectul științei măsurării îl constituie deci determinarea valorii măsurate și a limitelor între care se află valoarea adevărată a mărimii de măsurat. Cu alte cuvinte, trebuie determinată atît valoarea măsurată cît și intervalul de incertitudine, adică eroarea care afectează măsurarea. Cu cît acest interval este mai restrîns cu atît valoarea furnizată de mijlocul de măsurare este mai apropiată de valoarea adevărată, deci cu atît măsurarea este mai precisă.

În ceea ce privește locul științei măsurării se constată că știința măsurării condiționează și are implicații profunde în toate celelalte științe, progresul științific fiind determinat în mare măsură de ritmul în care atributele ale fenomenelor prezente în natură au fost supuse măsurării. Cu cît mijloacele de măsurare sînt mai perfecționate și mai precise, cu atît fenomenul cercetat poate fi studiat mai profund și mai corect. În acest sens merită subliniat că 80% din premiile Nobel pentru știință decernate pînă în prezent sînt direct legate de contribuții esențiale în domeniul măsurărilor.

Însă pentru a atinge scopul principal, cunoașterea valorii unei anumite mărimi, știința măsurării folosește principiile, metodele și rezultatele celorlalte științe și progresul ei continuu este strîns legat și condiționat de experimentare. În progresul lor totalitatea științelor și știința măsurării se întrepătrund continuu și cu rezultate fertile pentru ambele părți.

Trebuie subliniat însă că știința măsurării nu a condiționat și favorizat numai progresul științific și rolul ei în dezvoltarea industrială este esențial. Astăzi știința măsurării, garantează produsului fabricat o identitate de formă, de aspect și de proprietăți care asigură interșanjabilitatea ; fără măsurare fabricația de mare serie nu ar fi putut să se dezvolte.

Măsurarea constituie totodată un factor de securitate deoarece garantează rezistența mecanică a pieselor, stabilitatea avionului, funcționarea normală a centralelor nucleare, lansarea și ajungerea la obiectiv a navelor spațiale etc.

Fără a insista asupra caracterelor particulare prezentate de măsurarea științifică și măsurarea industrială, trebuie să semnalăm că dacă prima are

ca scop cunoaşterea valorii adevărate a mărimii, a doua are în special ca preocupare verificarea dacă valoarea mărimii respective se înscrie într-un interval delimitat de o limită inferioară şi o limită superioară.

Între măsurare şi luarea deciziilor privind modul de intervenţie asupra fenomenului implicat se intercalează omul sau o instalaţie centrală care va fi capabilă să interpreteze, după anumite convenţii, rezultatele măsurării pentru a comanda o fabricaţie numită în acest caz automatizată. Din ce în ce mai mult omul tinde să fie înlăturat, să nu se mai interpună între aparatul de măsurare şi procesul de producţie, măsurarea este astfel integrată în procesul de producţie. Automatizarea nu poate fi concepută fără măsurare.

## 1.2. CLASIFICAREA MĂRIMILOR MĂSURABILE

Metodele de măsurare şi mijloacele de măsurare corespunzătoare depind în principal de modul de obţinere al energiei necesare pentru efectuarea măsurării şi de modul de variaţie în raport cu timpul al mărimii de măsurat.

După modul de obţinere al energiei de măsurare mărimile măsurabile se clasifică în *mărimi active* şi *mărimi pasive.*

*Mărimile active* sînt mărimile măsurabile care permit eliberarea energiei de măsurare, de ex., temperatura, tensiunea electrică, intensitatea curentului electric. Deoarece energia de măsurare este împrumutată chiar de la fenomenul supus măsurării este necesar să se asigure condiţia ca ea să fie suficient de mică pentru a nu perturba mărimea de măsurat şi a nu afecta precizia măsurării.

*Mărimile pasive* sînt mărimile măsurabile care nu permit eliberarea energiei de măsurare de ex., masa, viscozitatea, rezistenţa electrică etc. În acest caz se face apel la o mărime auxiliară activă şi semnalul care se generează îşi ia energia de la această mărime, numită mărime de activare, care este modulată de către mărimea de măsurat. Este necesar să se asigure ca mărimea de activare să nu perturbe mărimea de măsurat.

Clasificarea mărimilor măsurabile după modul de variaţie în timp este prezentată în figura 1.3. Prin poziţia ocupată în clasificare se determină metoda de măsurare, mijlocul de măsurare, analiza rezultatelor măsurării şi timpul de măsurare. Timpul de măsurare — $T_m$ — reprezintă intervalul de timp dintre momentul aplicării mărimii de măsurat şi momentul obţinerii valorii măsurate.

*Mărimile constante* sînt mărimile invariabile în timpul efectuării măsurării. Timpul de măsurare poate fi ales independent de natura mărimii de măsurat şi el este determinat de eventualele perturbaţii tranzitorii produse de conectarea aparatului asupra fenomenului supus măsurării, de timpul de răspuns al aparatului şi de durata necesară transmiterii informaţiei de măsurare. Uzual $T_m$ este cuprins între 0,1 şi 10 s.

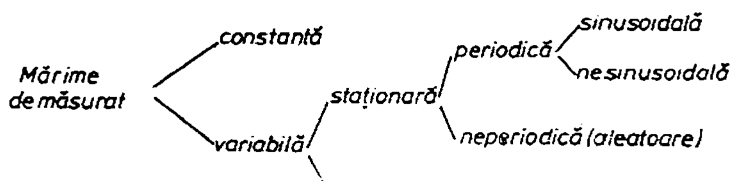



**Fig. 1.3. Clasificarea mărimilor măsurabile în funcţie de timp.**

Mărimile variabile în timp pot fi staţionare sau nestaţionare. Se numesc staţionare acele mărimi variabile a căror valoare efectivă, valoare de vîrf şi valoare medie sînt constante în timp. În acest caz pot fi măsurate : o valoare instantanee corespunzătoare unui anumit moment, ansamblul valorilor instantanee într-un anumit interval de timp (curba mărimii în funcţie de timp) sau un parametru global ca valoarea medie — $X_{med}$ —, valoarea efectivă — $X$ —, sau valoarea de vîrf — $X_m$ —, într-un interval de timp suficient de mare pentru ca valorile $X_{med}$, $X$, $X_m$ să fie independente de alegerea lui. Aceşti parametri globali se definesc astfel :

$$X_{med} = \frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} x\mathrm{d}t \tag{1.3}$$

$$X = \sqrt{\frac{1}{t_2 - t_1}\int_{t_1}^{t_2} x^2\mathrm{d}t} \tag{1.4}$$

$$X_m = \max_{t_1 \ldots t_2} | x |. \tag{1.5}$$

În cazul mărimilor variabile nestaţionare pot fi măsurate : o valoare instantanee la un anumit moment sau un şir de valori instantanee la momente prestabilite, ansamblul valorilor instantanee într-un anumit interval de timp (curba mărimii în funcţie de timp) sau valoarea medie pe un interval de timp $t_2 - t_1$.

## 1.3. SCALELE DE MĂSURARE

Mărimile măsurabile pot fi clasificate şi în funcţie de tipul relaţiei $R$ ce se poate stabili între elementele mulţimii de definiţie $Q$ şi această clasificare conduce la elaborarea scalelor de măsurare.

Scalele de măsurare sînt reprezentate de tripleta $(Q, N, R)$ unde $Q$ este mulţimea de definiţie a mărimii de măsurat, $N$ este mulţimea de numere ce sînt atribuite prin măsurare, iar $R$ este relaţia existentă pe mulţimea $Q$.

Datorită izomorfismului $M$ dintre cele două mulţimi $Q$ şi $N$ rezultă că relaţia $R_Q$ pe mulţimea $Q$ stabileşte o relaţie echivalentă $R_N$ pe mulţimea $N$ a valorilor măsurate.

Rezultă că imaginea relaţiei $R_Q$ între $q_1$ şi $q_2$, existentă în $Q$, este relaţia $R_N$ care se stabileşte între $n_1$ şi $n_2$ imaginile în $N$ ale lui $q_1$ şi $q_2$,

$$M[R_Q(q_1, q_2)] = R_N(n_1, n_2) \tag{1.6}$$

oricare ar fi $q_1, q_2 \in Q$ cu $n_1 = M(q_1)$ ; $n_2 = M(q_2)$

În funcţie de relaţia $R$ definită pe mulţimea $Q$ mărimile măsurabile pot prezenta următoarele tipuri de scale : de nominalizare, de ordine, de raport şi de interval.

Scalele de nominalizare sînt utilizate pentru mărimile care permit între elementele mulţimii $Q$ numai o relaţie de echivalenţă $R_\sim$. Relaţia de echivalenţă $R_\sim$ este reflexivă = def$\cdot$ $q_1 \sim q_2$ are loc pentru toţi $q_i \in Q$ ; simetrică = = def. pentru orice $q_1, q_2 \in Q$ din $q_1 \sim q_2$ rezultă $q_2 \sim q_1$ şi tranzistivă = def. pentru orice $q_1, q_2, q_3 \in Q$ din $q_1 \sim q_2$ şi $q_2 \sim q_3$ atunci $q_1 \sim q_3$.

Datorită izomorfismului dintre $Q$ și $N$ mărimile care utilizează scale de nominalizare sînt caracterizate de relația

$$q_1 \sim q_2 \Leftrightarrow M(q_1) = M(q_2). \tag{1.7}$$

Scalele de nominalizare sînt formate, de obicei, din simboluri iar măsurarea constă în compararea elementului de măsurat $q_i$ cu elementele scalei de măsurare și în atribuirea simbolului $n_i$ pentru care se constată echivalența.

Simbolurile utilizate pentru formarea scalei de măsurare sînt arbitrar alese.

Un exemplu de astfel de măsurare îl constituie măsurarea culorilor. Spectrul vizibil este dispus pe o suprafață circulară numită cercul culorilor și este împărțită în 5 nuanțe principale notate cu simbolurile R (roșu), Y (galben), G (verde), B (albastru), P (purpuriu) și 5 nuanțe intermediare YR, GY, BG, PB, RP fiecare dintre ele fiind divizate în 10 intervale.

Sînt cazuri în care scalele sînt formate din numere dar acestea sînt simboluri și nu au semnificația de numere. De exemplu, pentru investigarea ocupațiilor cetățenilor unei colectivități se atribuie valoarea 1 — țăranilor, 2 — muncitorilor, 3 — intelectualilor etc. Pe această bază se poate realiza operația de măsurare a categoriilor.

În cazul mărimilor cu scale de nominalizare rezultatul măsurării se exprimă prin simbolul determinat, menționîndu-se scala utilizată.

Datorită proprietăților pe care le au valorile atribuite, singurele calcule permise sînt determinarea frecvențelor absolute și relative.

*Scalele de ordine* sînt folosite pentru mărimile care permit între elementele mulțimii $Q$ o relație de ordine $R$. Relația de ordine $R$ este reflexivă = def. $q_1 < q_2$ are loc pentru toți $q_1 \in Q$ ; tranzitivă = def. pentru orice $q_1, q_2, q_3 \in Q$ dacă $q_1 < q_2$ și $q_2 < q_3$ atunci $q_1 < q_3$ și antisimetrică = def. pentru orice $q_1, q_2 \in Q$ dacă $q_1 < q_2$ și $q_2 < q_1$ atunci $q_1 = q_2$.

Datorită izomorfismului dintre $Q$ și $N$ mărimile care folosesc scale de ordine sînt caracterizate de relația

$$q_1 < q_2 \Leftrightarrow M(q_1) < M(q_2) \tag{1.8}$$

Scalele de ordine sînt arbitrare din toate punctele de vedere, în afara ordinei. Exemple de scale de ordine : scalele pentru intensitatea cutremurelor, scalele pentru duritatea mineralogică, scalele pentru maturitatea fibrelor de bumbac, scalele pentru sondajele de opinie etc. Exemplu de scală pentru duritatea mineralogică : 1 — talc ; 2 — gips ; 3 — spat calcaros ; 4 — fluorină ; 5 — apatită ; 6 — feldspat ; 7 — cuarț ; 8 — topaz ; 9 — corindon ; 10 — diamant.

Un alt exemplu este reprezentat de măsurarea maturității fibrelor de bumbac. Deoarece maturitatea (sau gradul de coacere) se poate stabili după numărul răsuciturilor fibrei care sînt cu atît mai numeroase cu cît au un grad de coacere mai apropiat de cel mijlociu s-au elaborat desene etalon (fig. 1.4). fibrele de bumbac fiind împărțite în 11 clase, fiecare clasă avînd un indice.

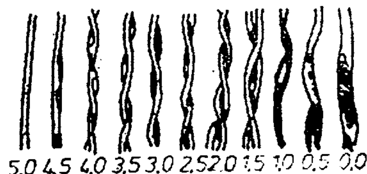



**Fig. 1.4. Desene etalon pentru măsurarea maturității fibrelor de bumbac.**

Indicele 0,0 corespunde fibrei nemature, iar indicele 5.0 limitei de maturitate. Măsurarea constă în compararea la microscop a fibrei de bumbac cu desenul etalon și atribuirea indicelui de concordanță din desenul etalon.

Următorul exemplu de scală se referă la exprimarea opiniei privind utilitatea unei anumite probleme : 1 — utilitate foarte mică ; 2 — utilitate mică ; 3 — utilitate medie ; 4 — utilitate mare ; 5 — utilitate foarte mare.

În cazul mărimilor cu scale de ordine rezultatul măsurării se exprimă prin valoarea măsurată indicîndu-se scala utilizată, de exemplu : un cutremur de intensitate 4,5 pe scala Richter. Cu valorile atribuite se pot calcula : frecvențele absolute și relative, mediana distribuției, coeficienții de corelație a rangurilor.

*Scalele de raport* sînt utilizate pentru mărimile care permit între elementele mulțimii $Q$ atît o relație de ordine cît și o lege de compoziție aditivă

$$q_1 < q_2 \Leftrightarrow M(q_1) < M(q_2)$$

$$q_1 + q_2 \sim q_3 \Leftrightarrow M(q_1) + M(q_2) = M(q_3) \quad (1.9)$$

În cazul scalelor de raport, din mulțimea de definiție $Q$ corespunzătoare mărimii de măsurat, se alege un element căruia i se atribuie valoarea 1, acest element numindu-se u n i t a t e a  d e  m ă s u r ă a mărimii respective. Deci

$$q_1^1 \sim q_1 \Leftrightarrow M(q_1) = 1 \quad (1.10)$$

Aplicînd legea de aditivitate obținem

$$q_1^1 + q_1^1 \sim q_2 \Leftrightarrow q_2 \sim 2q_1^1 \Leftrightarrow M(q_2) = 2\,M(q_1) \quad (1.11)$$

și elementului $q_2$ i se atribuie valoarea 2. Continuînd obținem

$$q_i \sim iq_1^1 \Leftrightarrow M(q_i) = iM(q_1) \quad (1.12)$$

deci valoarea oricărui alt element se obține ca un raport dintre acest element și elementul unitate.

La mărimile care permit utilizarea acestui tip de scală se referă definiția clasică a măsurării care stabilește că măsurarea constă în compararea unei mărimi date cu o altă mărime de aceeași natură cu ea, aleasă ca unitate.

Caracteristică pentru scalele de raport este proprietatea că raportul dintre două valori ale unei aceleiași mărimi corespunzătoare la două scale diferite este constant, fiind egal cu inversul raportului dintre unitățile alese pentru cele două scale de măsurare.

În cazul mărimilor cu scală de raport, rezultatul măsurării se exprimă prin valoarea măsurată urmată de unitatea respectivă, de ex : 2 m ; 5 A. Cu valorile atribuite sînt admise toate calculele cerute de logica analizei.

*Scalele de interval* sînt utilizate pentru mărimile pe care relația $R$ se stabilește între intervalele dintre cîte două elemente și ea este caracterizată atît printr-o relație de ordine cît și printr-o lege de compoziție aditivă.

$$(q_1 - q_2) < (q_3 - q_4) \Leftrightarrow M(q_1 - q_2) < M(q_3 - q_4) \quad (1.13)$$

$$(q_1 - q_2) + (q_3 - q_4) \sim (q_5 - q_6) \Leftrightarrow M(q_1 - q_2) + M(q_3 - q_4) = = M(q_5 - q_6)$$

Scalele de interval sînt utilizate la măsurarea temperaturii (unități putînd fi kelvinul, gradul Celsius, gradul Fahrenheit, gradul Réaumur), la măsurarea poziției unui punct în plan, la măsurarea datei, etc. Pentru aceste

scale se alege un element din mulţimea de definiţie corespunzătoare mărimii de măsurat căruia i se atribuie valoarea zero şi se defineşte apoi unitatea de măsură printr-un interval arbitrar ales. De exemplu, pentru scala de măsurare Celsius a fost atribuită valoarea zero pentru temperatura de solidificare a apei şi valoarea 100 pentru temperatura de vaporizare a apei în condiţii normale de presiune. A rezultat prin aceasta unitatea de măsură, gradul Celsius, care este a suta parte din intervalul care separă cele două puncte alese.

Caracteristică pentru scalele de interval este proprietatea că raportul dintre două intervale nu depinde nici de unitatea de măsură, nici de alegerea nulului.

În cazul mărimilor cu scale de interval, rezultatul măsurării se exprimă prin valoarea măsurată urmată de unitatea respectivă, de ex : 20°C. Cu valorile atribuite se pot calcula : frecvenţele absolute şi relative, mediana distribuţiei, media distribuţiei, precum şi calculele legate de ea.

## 1.4. SISTEMUL LEGAL DE UNITĂŢI DE MĂSURĂ

Valoarea măsurată a unei mărimi se exprimă printr-un număr real urmat de unitatea de măsură respectivă, de ex., 2 m, 10 A. *Unitatea de măsură* este de aceeaşi natură cu mărimea de măsurat şi poate fi aleasă arbitrar.

Din considerente de coordonare şi simplificare a diverselor relaţii matematice ce caracterizează fenomenele fizice a apărut necesar să se grupeze unităţile de măsură într-un *sistem de unităţi* constituit dintr-un număr restrîns de *unităţi fundamentale* adoptate prin convenţii internaţionale şi din *unităţi derivate* definite în funcţie de unităţile fundamentale prin ecuaţii ale căror coeficienţi numerici să fie unu. Această proprietate se numeşte c o e r e n ţ ă. S-au obţinut astfel sisteme de unităţi coerente de unităţi de măsură alese astfel încît ecuaţiile între valorile numerice, inclusiv factorii numerici, să aibă aceeaşi formă ca şi ecuaţiile dintre mărimi.

Folosind relaţia de definiţie a unei mărimi este posibil să se scrie *ecuaţia de dimensiuni* care leagă o mărime oarecare de mărimile fundamentale ale unui *sistem coerent de unităţi*. De exemplu, ecuaţia între energia cinetică — $E_c$, masa — $m$ şi viteza unui corp — $v$ este

$$E_c = \frac{1}{2} m v^2 \qquad (1.14)$$

şi rezultă ecuaţia de dimensiuni, în funcţie de mărimile fundamentale lungimea — $L$, masa — $M$, timpul — $T$

$$\{E_c\} = L^2 M T^{-2} \qquad (1.15)$$

Ecuaţiile de dimensiuni permit aplicarea analizei dimensionale, asigură verificarea omogenităţii expresiilor fizice sau permit să se emită anumite previziuni privind legile unor noi fenomene.

În ceea ce priveşte sistemele coerente de unităţi este de remarcat elaborarea în Franţa, în 1793, a sistemului de unităţi de măsură denumit *Sistemul Metric* care avea la bază 2 unităţi fundamentale : metru pentru lungime şi kilogram pentru masă. În 1875 a fost semnat un act diplomatic — Convenţia metrului — prin care Sistemul Metric a devenit sistem de unităţi cu aplicabilitate în toate ţările semnatare. La această convenţie România a aderat în 1883.

Ulterior, pornindu-se de la Sistemul Metric, au fost elaborate numeroase sisteme de unități de măsură adaptate unor nevoi specializate ale științei și tehnicii, de exemplu, sistemele MKfS, CGS, CGSes, CGSem, MKS, MTS, MKSA.

Eforturile pentru elaborarea unui singur sistem de unități au fost finalizate prin adoptarea, în anul 1960, la cea de a 11-a Conferință Generală de Măsuri și Greutăți a *Sistemului Internațional de Unități (SI)* care are 7 unități fundamentale : metru pentru lungime, kilogram pentru masă, secundă pentru timp, amper pentru intensitatea curentului electric, kelvin pentru temperatura termodinamică, mol pentru cantitatea de substanță, candelă pentru intensitatea luminoasă (tab 1.1), 2 unități suplimentare : radian pentru

*Tabelul 1.1*

**UNITĂȚI SI FUNDAMENTALE**

| Mărimea | Unitatea SI | | |
|---|---|---|---|
| | Denumirea | Simbol | Definiție |
| Lungimea | metru | m | Lungimea egală cu 1 650 763,73 lungimi de undă în vid ale radiației care corespunde tranziției între nivelele de energie $2p_{10}$ și $5d_5$ ale atomului de kripton 86 |
| Masă | kilogram | kg | Masa kilogramului prototip internațional adoptat ca unitate de măsură a masei la Conferința Generală de Măsuri și Greutăți din 1889 |
| Timp | secundă | s | Durata a 9 192 631 770 perioade ale radiației care corespunde tranziției între cele două nivele de energie hiperfine ale stării fundamentale a atomului de cesiu 133 |
| Intensitate a curentului electric | amper | A | Intensitatea unui curent electric constant care menținut în două conductoare paralele, rectilinii, cu lungime infinită și cu secțiune circulară neglijabilă, așezate în vid la o distanță de 1 m unul de altul, ar produce între aceste conductoare o forță de $2\times 10^{-7}$ N pe o lungime de 1 m |
| Temperatura termodinamică | kelvin | K | Kelvinul este fracțiunea 1/273,16 din temperatura termodinamică a punctului triplu al apei |
| Cantitatea de substanță | mol | mol | Cantitatea de substanță a unui sistem care conține atîtea cantități elementare cîți atomi există în 0,012 kg de carbon 12 |
| Intensitate luminoasă | candelă | cd | Intensitatea luminoasă, în direcția normalei, a unei suprafețe cu aria de 1/600 000 $m^2$ a unui corp negru la temperatura de solidificare a platinei la presiunea de 101 325 $N/m^2$ |

unghi plan, steradian pentru unghi solid (tab. 1.2) și 35 unități derivate. Sistemul Internațional de Unități este un sistem coerent, simplu și rațional structurat cu aplicabilitate în toate domeniile științei și tehnicii. El definește un ansamblu organizat sistematic de unități de măsură, de multiplii și submultiplii precum și reguli de formare și de scriere a acestora.

*Tabelul 1.2*

**UNITĂȚI SI SUPLIMENTARE**

| Mărimea | Unitatea SI | | |
|---|---|---|---|
| | Denumire | Simbol | Definiție |
| Unghiul plan | radian | rad | Unghiul plan cuprins între două raze care interceptează pe circumferința unui cerc un arc de lungime egală cu cea a razei |
| Unghiul solid | steradian | sr | Unghiul solid care avînd vîrful în centrul unei sfere, delimitează pe suprafața acestei sfere o arie egală cu cea a unui pătrat a cărui latură este egală cu raza sferei |

În cadrul eforturilor depuse pentru elaborarea Sistemului Internațional de Unități trebuie menționată contribuția adusă de savanții români C. B u d e a n u și R. R ă d u l e ț atît prin studiile publicate cît și prin propunerile prezentate la Conferințele internaționale.

România a adoptat sistemul Internațional de Unități (SI), între primele țări din lume, prin HCM nr. 550/1961 și începînd de la acea dată SI este singurul sistem de unități de măsură legal și obligatoriu în țara noastră, hotărîre prevăzută și în Legea metrologiei nr. 27/1978. De asemenea în țara noastră, ca și pe plan internațional, sînt legale, dar nu obligatorii, și unele unități de măsură în afara SI care, fiind larg răspîndite, nu au fost scoase din uz la adoptarea SI. În anexa I sînt prezentate — în concordanță cu Legea metrologiei — atît cele 35 unități SI derivate cît și alte unități de măsură legale în țara noastră.

În ceea ce privește formarea și scrierea unităților de măsură sînt prevăzute o serie de reguli dintre care remarcăm următoarele : denumirile se scriu cu litere mici (metru, newton, kelvin), simbolurile se scriu cu litere mici cu excepția celor care derivă din nume proprii (metru — m, kelvin — K), pluralul se formează după regulile gramaticale din limba română (secundă — secunde, volt — volți, watt — wați).

Pentru formarea multiplilor și submultiplilor se utilizează prefixe (tab. 1.3), care se scriu fără spațiu față de unitate (kilometru — km, gigawatt — GW).

*Tabelul 1.3*

**Prefixe SI**

| Factorul de multiplicare | Prefixul | Simbolul | Factorul de multiplicare | Prefixul | Simbolul |
|---|---|---|---|---|---|
| $10^{18}$ | exa | E | $10^{-1}$ | deci | d |
| $10^{15}$ | peta | P | $10^{-2}$ | centi | c |
| $10^{12}$ | tera | T | $10^{-3}$ | mili | m |
| $10^{9}$ | giga | G | $10^{-6}$ | micro | μ |
| $10^{6}$ | mega | M | $10^{-9}$ | nano | n |
| $10^{3}$ | kilo | k | $10^{-12}$ | pico | p |
| $10^{2}$ | hecto | h | $10^{-15}$ | femto | f |
| $10^{1}$ | deca | da | $10^{-18}$ | atto | a |

În prezent sistemul Internațional de Unități se aplică în peste 120 de țări și există perspectiva certă că unitățile SI vor deveni în curînd „unități de măsură cu utilizare de către toate popoarele și în toate timpurile“ așa cum au dorit-o creatorii Sistemului Metric.

## 1.5. ETALOANE

Valoarea măsurată a unei mărimi se exprimă printr-un număr urmat de unitatea de măsură a mărimii respective. Pentru asigurarea preciziei necesare trebuie ca unitățile de măsură utilizate să fie în concordanță cu unitățile definite prin Sistemul Internațional de Unități, cu alte cuvinte trebuie ca unitățile să fie transmise la toate mijloacele de măsurare. Această operație se numește „transmiterea unităților de măsură“ și ea se realizează cu ajutorul etaloanelor. Se numesc *etaloane* mijloacele de măsurare care materializează și conservă legal unitățile de măsură și servesc la transmiterea lor. În funcție de locul pe care-l ocupă în schema de transmitere a unităților de măsură, etaloanele se clasifică în etaloane de definiție, de conservare și de transfer.

*Etaloanele de definiție* se realizează pe baza definițiilor adoptate pentru SI. De exemplu, etalonul de definiție pentru amper se realizează cu ajutorul balanței de curent (fig. 1.5) prin compararea forței electrodinamice dintre două bobine parcurse de același curent $I$ cu forța gravitațională care acționează asupra unei mase etalon:

$$F_1 = k\mu_0 I^2 \qquad F_2 = mg, \tag{1.16}$$

de unde

$$I = \sqrt{\frac{mg}{k\mu_0}}. \tag{1.17}$$

Curentul $I$ se determină în funcție de masa — $m$ (cunoscută), un factor calculabil cunoscînd forma și dimensiunile bobinelor — $k$, permeabilitatea vidului — $\mu_0$ (valoare stabilită convențional) și accelerația gravitațională — $g$ (măsurată). Precizia realizată este cuprinsă între 1 și 10 ppM (1 ppM = 1 parte pe milion = $10^{-6}$).

Experiențele pentru realizarea etaloanelor de definiție se fac într-un număr redus de laboratoare din cauza dificultăților și costului lor ridicat.

*Etaloanele de conservare* sînt etaloane care conservă unitățile de măsură și se află în toate laboratoarele metrologice. Ele pot fi caracterizate printr-un parametru fizic foarte stabil în timp și față de influențele exterioare și valoarea lor se determină prin comparare cu etaloane de precizie superioară sau sînt caracterizate prin constante microfizice și în acest caz etalonul va avea aceeași valoare a parametrului caracteristic și nu necesită etalonări prin comparare. Pentru mărimile electrice, cele mai importante etaloane de conservare sînt etaloanele de tensiune, de rezistență, de capacitate și de inductanță.

De exemplu, cele mai răspîndite etaloane de tensiune sînt elementele normale, etaloanele cu diode Zener și etaloanele bazate pe efectul Josephson.

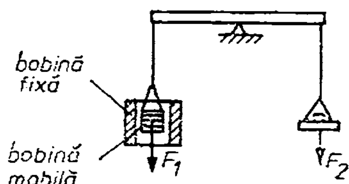



**Fig. 1.5. Etalonul de definiție pentru amper:**
$F_1$ — forță electrodinamică; $F_2$ — forță gravitațională.

*Elementele normale* (elementele Weston) sînt etaloane galvanice cu electrodul pozitiv din mercur şi electrodul negativ din amalgam de cadmiu; electrolitul este sulfat de cadmiu, iar ca depolarizant (la electrodul pozitiv) se foloseşte sulfat mercuros. Elementele normale se împart în clase de precizie (între 0,0002 şi 0,01) după variaţia admisibilă a tensiunii electrice timp de un an, au valoarea tensiunii electrice, la +20°C, cuprinsă între 1,01854 şi 1,01870 V iar variaţia ei cu temperatura este cunoscută prin formule şi tabele. Etalonul naţional de tensiune se determină prin valoarea medie a unui lot de elemente normale, de exemplu 44.

Etaloanele de tensiune Josephson sînt instalaţii complexe care folosesc un fenomen microscopic ca punct de plecare pentru controlul stabilităţii unei mărimi macroscopice cum este tensiunea electrică. Efectul Josephson constă în următoarele: aplicînd o tensiune continuă unei joncţiuni tunel formată din două supraconductoare separate printr-un strat subţire dielectric se produce un curent care oscilează cu frecvenţa.

$$f_J = \frac{2e}{h} U, \tag{1.18}$$

unde $e$ este sarcina electronului iar $h$ este constanta lui Planck. O tensiune continuă de 1 μV produce o frecvenţă de 483,6 MHz. Precizia etaloanelor Josephson poate atinge 0,05 ppM.

*Etaloanele de transfer* asigură etalonarea tuturor tipurilor de aparate de măsurare şi ele sînt de obicei aparate de măsurare de mare precizie. De exemplu, pentru tensiune continuă etaloanele de transfer sînt compensatoarele de c.c. împreună cu divizoare rezistive de precizie; pentru curent alternativ sînt transformatoarele de curent, divizoarele inductive de curent.

Etaloanele de cea mai înaltă precizie, folosite ca bază unică legală pentru transmiterea unităţilor de măsură celorlalte etaloane din ţara noastră, constituie *etaloanele naţionale* şi ele sînt păstrate la Institutul Naţional de Metrologie. Etaloanele naţionale împreună cu celelalte etaloane din economie formează, prin unicitate şi structură unitară pe trepte de precizie, sistemul naţional de etaloane şi constituie baza ştiinţifică, tehnică şi legală, de referinţă,a tuturor măsurărilor efectuate pe întreg teritoriul ţării, precum şi în relaţiile economice şi tehnico-ştiinţifice cu alte ţări.

*Activitatea de metrologie* în R. S. România se desfăşoară pe baza legii metrologiei nr. 27/1978. Realizarea unitară a activităţii de metrologie este îndeplinită de către Inspecţia metrologiei de Stat din cadrul Inspectoratului General de Stat pentru Controlul Calităţii Produselor.

Principalele probleme ale activităţii de metrologie sînt: *fabricarea şi importul mijloacelor de măsurare, transmiterea unităţilor de măsură, supravegherea tehnică şi controlul activităţii de metrologie, autorizaţii şi avizări metrologice* (fig. 1.6).

## 1.6. INDUSTRIA CONSTRUCTOARE DE MIJLOACE ELECTRICE DE MĂSURARE DIN R. S. ROMÂNIA

Industrializarea ţării noastre într-un ritm deosebit de susţinut pe baza tehnicii celei mai noi a făcut să crească şi mai pronunţat necesitatea de a dispune de mijloace de măsurare care să acopere un domeniu cît mai larg atît în privinţa preciziilor de măsurare cît şi a mărimilor măsurate. Dacă pînă în 1950 în ţară nu se fabricau aparate electrice de măsurare şi existau numai mici

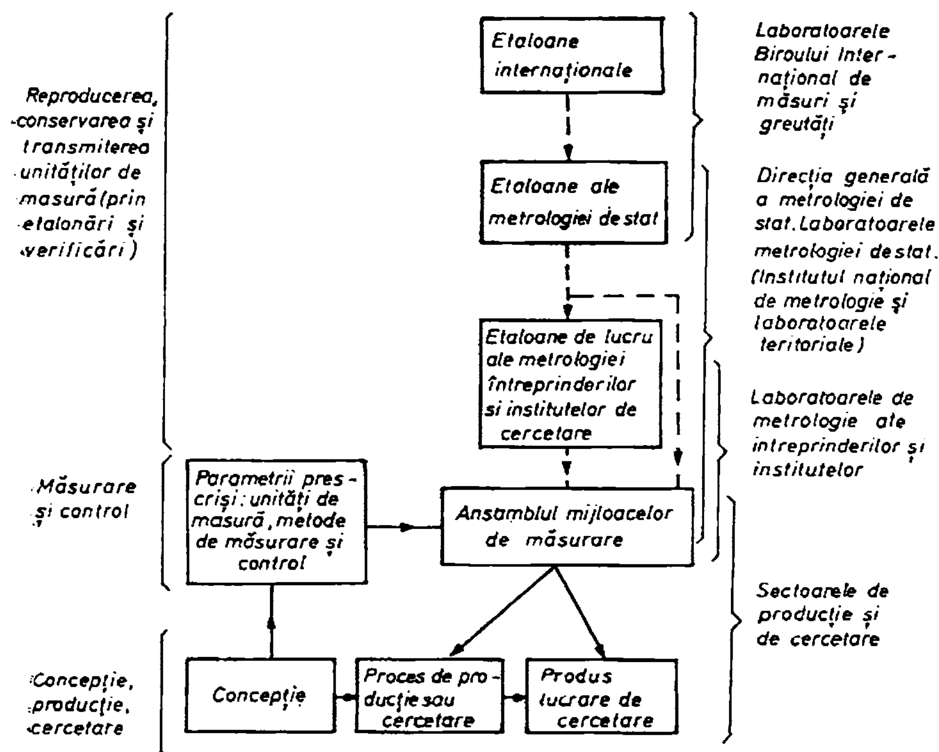



**Fig. 1.6. Schema generală a activităţii metrologice.**

ateliere de reparat astăzi există un număr important de institute şi întreprinderi care constituie industria constructoare de mijloace de măsurare electrice.

Astfel la Întreprinderea de aparate electrice de măsurat — IAEM — din Timişoara se realizează, în fabricaţie de mare serie, aparate pentru măsurarea mărimilor electrice : contoare electrice de inducţie monofazate sau trifazate, de energie activă sau reactivă, voltmetre, ampermetre, wattmetre, varmetre de tablou, logometre magnetoelectrice, aparate electrice de laborator de clase 0,2 şi 0,5, multimetre, ohmmetre etc.

La întreprinderea de aparate electrice de măsurat industriale — IEMI — din Bucureşti se realizează : voltmetre digitale, multimetre digitale de precizie ridicată, frecvenţmetre, numărătoare de impulsuri, osciloscoape catodice etc.

La Întreprinderea de elemente pentru automatizare — FEA — din Bucureşti se realizează aparate electrice pentru măsurarea mărimilor neelectrice, aparate pentru măsurarea deplasărilor necesare maşinilor unelte, aparate pentru înregistrarea variaţiei în timp a mărimilor măsurate, traductoare de presiuni, debit etc.

La Întreprinderea de traductoare electrice din Paşcani se realizează traductoare termorezistive, traductoare termoelectrice etc.

La Întreprinderea Electroputere din Craiova se realizează întreaga gamă de transformatoare de măsură necesare pentru aparatele electrice de tablou utilizate în sistemul electroenergetic.

La Institutul național de metrologie se realizează mijloace electrice de măsurare de precizie ridicată necesare verificărilor metrologice: punți, compensatoare, galvanometre, indicatoare de nul, divizoare inductive de tensiune, rezistențe etalon, inductanțe etalon, capacități etalon etc.

La Institutul central de fizică se realizează diferite aparate care utilizează fascicule de radiații nucleare în procesul de măsurare: nivelmetre nucleare, densimetre nucleare, grosimetre nucleare, umidimetre nucleare etc.

La dezvoltarea industriei constructoare de aparate electrice de măsurare au adus contribuții importante și cadrele didactice din învățămîntul superior. De exemplu, în Laboratorul de Măsuri electrice din cadrul Institutului Politehnic București au fost realizate pe bază de contracte și în colaborare cu specialiștii de la IAEM — Timișoara prototipurile pentru întreaga familie de contoare de inducție trifazate cu capacitate mare de măsurare, de energie activă sau reactivă, pentru clase de precizie 2 sau 1 și sînt în curs de introducere în fabricație noi tipuri de ohmmetre liniare de precizie, multimetre cu ohmmetru și termometru, punți procentuale de înaltă precizie etc.

În prezent industria constructoare de aparate electrice de măsurare din țara noastră se află în continuă dezvoltare, cu ritmuri înalte de creștere, fapt care conduce atît la asigurarea în bună măsură a întregului necesar de aparate pentru industrie și cercetare din țara noastră cît și la realizarea unor importante disponibilități pentru export.

# 2
# METODE ELECTRICE DE MĂSURARE

## 2.1. PROCESUL DE MĂSURARE

Procesul de măsurare reprezintă ansamblul de operaţii necesare privind solicitarea, obţinerea, transmiterea, recepţia şi prelucrarea semnalului metrologic pentru a se obţine valoarea mărimii măsurate.

Mijlocul de măsurare poate fi reprezentat ca o reţea de captare, transmitere şi recepţie a informaţiei, reţea pe care o vom denumi *lanţ de măsurare*. Mijlocul de măsurare constituie deci un *canal informaţional* de-a lungul căruia vehiculează un semnal energetic purtător al informaţiei de măsurare, *semnalul metrologic*. Structura mijloacelor de măsurare este în continuă modificare, în prezent, folosindu-se şi elemente care au ca funcţie să efectueze operaţii aritmetice (adunări, multiplicări etc.) operaţii analitice (derivări, integrări etc.) operaţii logice (codificări, decodificări etc.) iar introducerea microprocesoarelor conduce la adăugarea de noi funcţii şi performanţe. Pentru reprezentarea în scheme a mijloacelor de măsurare sau a elementelor componente au fost adoptate anumite semne convenţionale — anexa II.

Semnalul metrologic care circulă de-a lungul lanţului de măsurare este constituit dintr-o mărime fizică ce prezintă un parametru variabil care ia valori în concordanţă cu valoarea mărimii măsurate (parametru modulat). Parametrul semnalului metrologic modulat de mărimea de măsurat poate fi :

— amplitudinea unei mărimi continue — figura 2.1, *a* ;
— amplitudinea unei mărimi periodice — figura 2.1, *b* ;
- frecvenţa unei mărimi periodice — figura 2.1, *c* ;

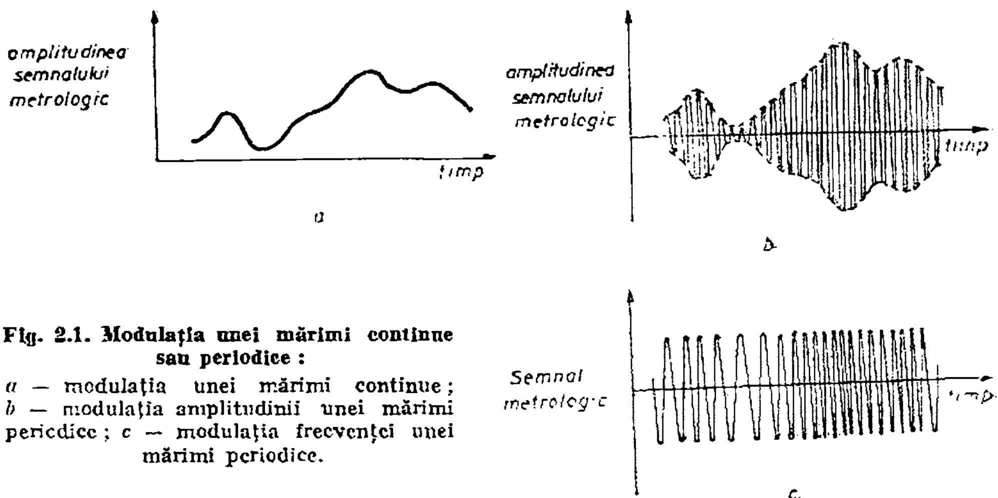



**Fig. 2.1. Modulaţia unei mărimi continue sau periodice :**
*a* — modulaţia unei mărimi continue; *b* — modulaţia amplitudinii unei mărimi periodice ; *c* — modulaţia frecvenţei unei mărimi periodice.

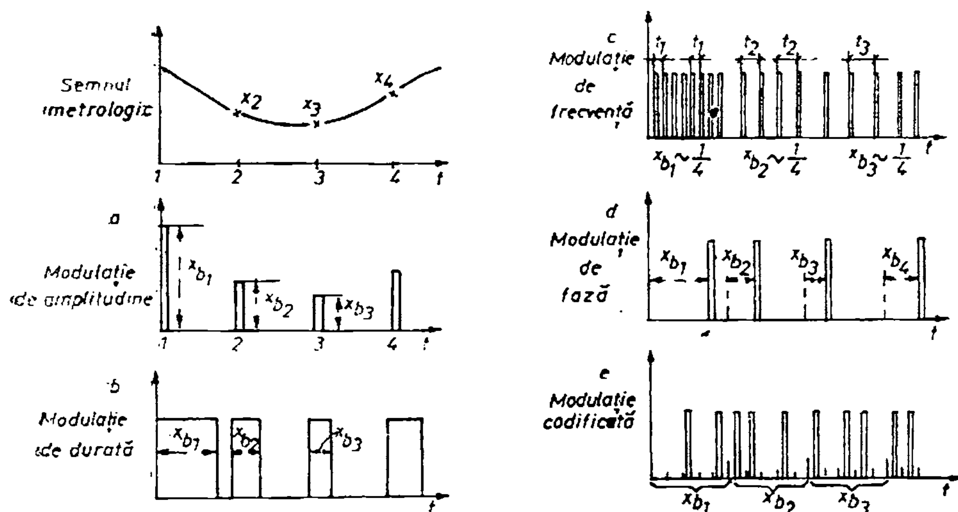


Fig. 2.2. Modulaţia impulsurilor.

— amplitudinea unor impulsuri — figura 2.2, *a* ;
— durata unor impulsuri — figura 2.2, *b* ;
— frecvenţa unor impulsuri — figura 2.2, *c* ;
— faza unor impulsuri — figura 2.2, *d* ;
— variaţia codificată a unor impulsuri — figura 2.2, *e*.

Lanţurile de măsurare sînt constituite atît în funcţie de metoda de măsurare utilizată cît şi în funcţie de parametrul modulat al semnalului metrologic.

## 2.2. CLASIFICAREA METODELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Metoda (gr. methodos „mijloc, cale") reprezintă un sistem de reguli sau principii de cunoaştere şi de transformare a realităţii obiective. Metodele care conduc la cunoaşterea valorilor mărimilor se numesc metode de măsurare. Metodele de măsurare care determină conversia semnalului metrologic într-o mărime electrică se numesc metode electrice de măsurare, pe scurt MEM. După modul de variaţie al semnalului metrologic, împreună cu modul de obţinere al valorii măsurate, MEM se clasifică în : *MEM analogice, MEM digitale* şi *MEM mixte* (fig. 2.3).

Caracteristic pentru MEM analogice este faptul că diversele mărimi în care este convertit succesiv semnalul metrologic, cît şi mărimea de ieşire sînt legate de mărimea de măsurat prin relaţii continui (uzual de proporţionalitate $y = kx$) astfel încît ele urmăresc în mod continuu variaţia mărimii de



Fig. 2.3. Prezentarea valorii măsurate.

măsurat, iar valoarea măsurată se obţine (fig. 2.3) prin aprecierea poziţiei unui ac indicator, a unui inscriptor sau a unui spot luminos în raport cu reperele unei scări gradate.

Caracteristic pentru MEM digitale este faptul că semnalul metrologic este discontinuu, măsurarea repetîndu-se după un anumit interval de timp, iar valoarea măsurată este prezentată sub formă de număr în afişaj.

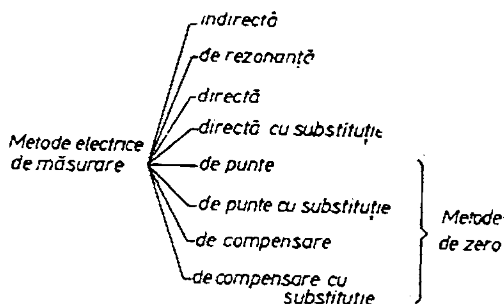


Fig. 2.4. Clasificarea metodelor electrice de măsurare.

Pentru măsurarea oricărei mărimi aparatul respectiv poate fi realizat atît pe baza unei MEM analogice cît şi pe baza unei MEM digitale. În prezent există tendinţa de a se folosi MEM digitale datorită proprietăţilor lor : obţinerea directă a valorii măsurate, precizia ridicată, posibilitatea înregistrării sau transmiterii la distanţă a informaţiei de măsurare.

În cazul MEM mixte rezultatul măsurării se obţine parţial sub formă digitală şi parţial sub formă analogică. Este cazul balanţelor de analiză şi a cîntarelor din comerţ, pentru care partea principală a valorii unei mase cîntărite se obţine cu ajutorul unor mase marcate iar fracţiunea următoare se obţine prin aprecierea deviaţiei unui ac indicator.

Clasificarea principală a metodelor de măsurare se prezintă (fig. 2.4) după modul de obţinere a valorii mărimii măsurate în funcţie de valorile efectiv măsurate şi de valorile elementelor conectate în schema de măsurare.

## 2.3. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE INDIRECTĂ

Valoarea măsurată a unei mărimi se obţine prin calcul pe baza unei relaţii care o defineşte în funcţie de alte mărimi ce se măsoară şi de valorile unor elemente conectate în schema de măsurare. Un exemplu îl constituie măsurarea rezistenţelor electrice prin metoda ampermetrului şi voltmetrului folosind legea lui Ohm

$$R = \frac{U}{I} \tag{2.1}$$

şi realizînd montajul aval şi amonte (fig. 2.5). Datorită puterilor consumate în schema de măsurare apar erori de metodă ce pot fi eliminate prin corecţii.

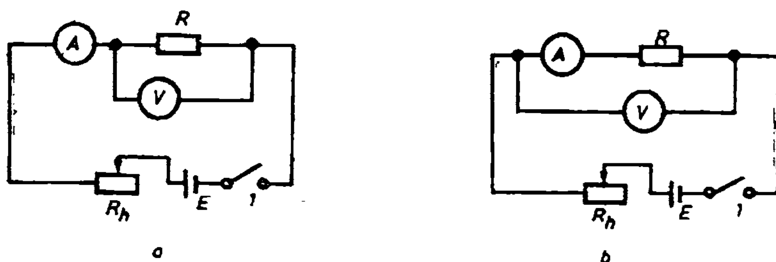


Fig. 2.5. Măsurarea indirectă a rezistenţei :
*a*—montaj aval ; *b*—montaj amonte ; *R*—rezistenţa de măsurat ; *A*—ampermetru ; *V*—voltmetru ; *E*—sursă de c.c. ; $R_h$—rezistenţă de reglaj.

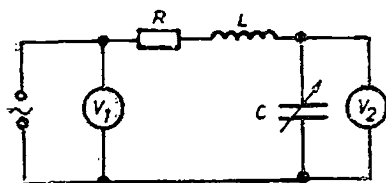



Fig. 2.6. Măsurarea factorului de calitate:

$R$ — rezistența bobinei; $L$ — inductanța bobinei; $V_1$, $V_2$ — voltmetre; $C$ — condensator reglabil.

## 2.4. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DE REZONANȚĂ

Specifică este utilizarea unui circuit oscilant care se reglează pentru a se realiza rezonanța și în acest moment valoarea măsurată a mărimii se determină printr-o relație de calcul care implică valorile unor mărimi ce se măsoară și valorile unor elemente conectate în schemă. Un exemplu îl prezintă Q-metrul, aparat care permite măsurarea factorului de calitate al unei bobine de rezistență $R$ și inductanță $L$ (fig. 2.6). Se reglează condensatorul variabil $C$ pînă ce se realizează rezonanța, corespunzătoare la deviația maximă a voltmetrului $V_2$. Rezultă factorul de calitate:

$$Q = \frac{U_2}{U_1}. \qquad (2.2)$$

## 2.5. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DIRECTĂ-DIRECTĂ CU SUBSTITUȚIE

*MEM directă* sînt metodele care permit obținerea nemijlocită a valorii măsurate folosindu-se un singur aparat, lanțul de măsurare fiind în general simplu. Aparatele realizate pe baza MEM directă sînt foarte numeroase, analogice sau digitale, de exemplu, ampermetre, voltmetre, termometre, vitezometre etc.

*MEM directă cu substituție* implică două măsurări succesive, mărimea de măsurat fiind înlocuită cu o mărime, de aceeași natură, cunoscută cu o precizie superioară, reglabilă astfel încît în cele două măsurări să se obțină aceeași deviație, deci efectele asupra aparatului de măsurare să fie aceleași. Rezultă că valoarea mărimii de măsurat este egală și de aceeași precizie cu valoarea mărimii reglate.

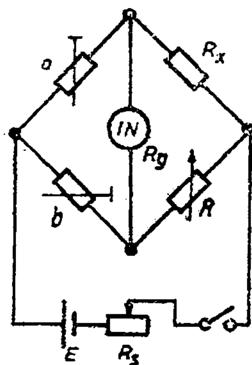



Fig. 2.7. Puntea Wheatstone (puntea simplă):

$a$, $b$ rezistențe de precizie brațe de punte; $R$ — rezistență de precizie reglabilă; $R_x$ — rezistența de măsurat; $IN$ — indicator de nul.

## 2.6. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DE PUNTE

*MEM de punte* utilizează un patrulater complet avînd 4 laturi formate din impedanțe, o diagonală de alimentare și o diagonală de măsurare unde este conectat un indicator de nul. Se echilibrează puntea ceea ce corespunde situației în care indicatorul de nul indică un curent zero și în acest caz se poate scrie o relație între cele patru impedanțe. De exemplu, *puntea Wheatstone (puntea simplă)* (fig. 2.7), prezintă rezistențele fixe $a$, $b$, rezistența reglabilă $R$ și rezistența necunoscută $R_x$, alimentarea fiind în c.c. La echilibru se obține

$$R_x = kR. \qquad (2.3)$$

Puntea simplă este utilizată atît în curent continuu cît și în curent alternativ, în *regim echilibrat cu echilibrare manuală*, în *regim echilibrat cu echilibrare automată* sau în *regim dezechilibrat*.

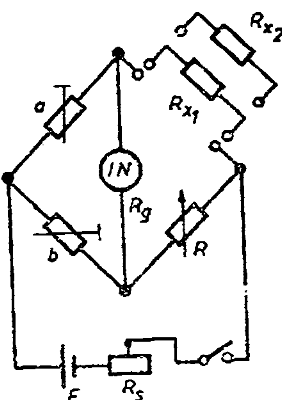



**Fig. 2.8. Puntea simplă cu substituție:**
$R_{x_1}$ — rezistență de măsurat; $R_{x_2}$ — rezistență de precizie.

## 2.7. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DE PUNTE CU SUBSTITUȚIE

*MEM de punte cu substituție* implică două măsurări de punte succesive în care mărimea de măsurat este înlocuită cu o mărime de aceeași natură, de precizie superioară, de valoare foarte apropiată cu precedenta, astfel încît efectele asupra elementelor punții sînt aceleași. De exemplu, pentru puntea simplă (fig. 2.8) se obține

$$R_{x_1} = kR_1 \qquad R_{x_2} = kR_2, \tag{2.4}$$

de unde rezultă

$$R_{x_1} = R_{x_2}\left(1 + \frac{R_1 - R_2}{R_2}\right). \tag{2.5}$$

Deoarece $R_{x_2}$ este foarte apropiat de $R_{x_1}$ termenul $\frac{R_1 - R_2}{R_2}$ poate fi făcut foarte mic și eroarea cu care se determină $R_{x_1}$ depinde de precizia cu care este cunoscută $R_{x_2}$ și nu depinde de precizia punții utilizate.

## 2.8. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DE COMPENSARE

*MEM de compensare* utilizează o schemă electrică în care într-un circuit de măsurare două mărimi active de aceeași natură sau de natură diferită produc efecte de sens opus și se reglează una dintre mărimi pînă cînd cele două efecte se anulează. În acest caz se poate scrie o relație între cele două mărimi și elementele schemei. De exemplu, pentru măsurarea t.e.m continue $E_x$ se realizează schema din figura 2.9, *a* și se reglează rezistența $r$ pînă se constată că în circuitul de măsurare indicatorul de nul indică un curent zero. Rezultă

$$E_x = \frac{r}{R} E_0. \tag{2.6}$$

Un exemplu de măsurare prin MEM de compensare folosind două mărimi de natură diferită îl constituie măsurarea puterii active cu ajutorul compensatorului de cuplu (fig. 2.9, *b*). Dispozitivele mobile ale celor două aparate sînt montate pe același ax iar cuplurile active sînt de sens opus

$$M_1 = k_1 P \qquad M_2 = k_2 I_2. \tag{2.7}$$

Se reglează curentul $I_2$ pînă cînd cele două cupluri devin egale și dispozitivul mobil rămîne în poziția de zero, deci

$$P = kI_2. \tag{2.8}$$

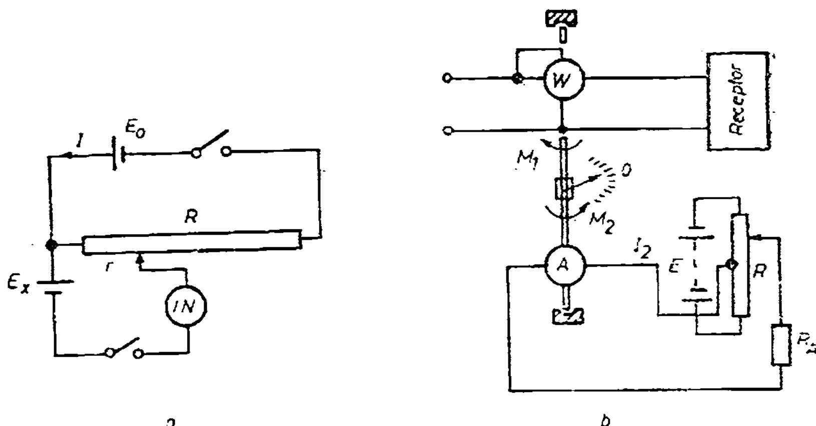



**Fig. 2.9. Metoda de compensare:**
*a* — cu două mărimi de aceeaşi natură; $E_0$ — tensiune electrică etalon; $E_x$ — tensiune electrică de măsurat; $R$ — rezistenţă de precizie; $r$ — rezistenţă reglabilă; $IN$ — indicator de nul; *b* — cu două mărimi de natură diferită: $W$ — wattmetru pentru măsurarea puterii active; $A$ — ampermetru; $E$ — sursă de c.c.

MEM de compensare sînt utilizate atît în curent continuu cît şi în curent alternativ, în regim echilibrat cu echilibrare manuală sau cu echilibrare automată.

## 2.9. METODE ELECTRICE DE MĂSURARE DE COMPENSARE CU SUBSTITUŢIE

*MEM de compensare cu substituţie* implică două măsurări de compensare succesive. De exemplu, (fig. 2.10) t.e.m $E_x$ este înlocuită cu o t.e.m $E_0$ cunoscută cu precizie ridicată iar efectele asupra elementelor schemei sînt aceleaşi. Se obţine

$$E_x = \frac{r_x}{R} E_a \quad E_0 = \frac{r_0}{R} E_a \tag{2.9}$$

şi în final

$$E_x = \frac{r_x}{r_0} E_0. \tag{2.10}$$

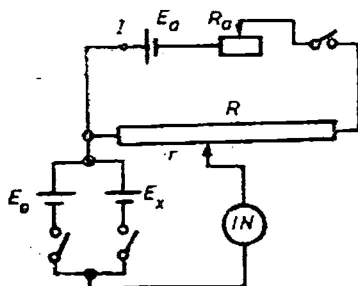



**Fig. 2.10. Metoda de compensare cu substituţie.**

## 2.10. IERARHIA METODELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Ierarhia MEM se stabileşte în principal în funcţie de precizia cu care se obţine valoarea măsurată.

MEM indirectă şi MEM de rezonanţă folosesc cel puţin două aparate de măsurare, de aceea precizia de măsurare este mai redusă.

MEM directă şi MEM directă cu substituţie sînt utilizate pentru măsurări de

precizie medie, cu aparatele analogice obținîndu-se precizii de 0,2—1%, iar cu aparatele digitale precizia crește uzual la 0,05—0,5%.

În cazul MEM de zero se urmărește echilibrarea circuitului de măsurare pînă cînd indicatorul de nul arată că s-a stabilit un curent de intensitate nulă, de aceea eroarea de măsurare a curentului este practic neglijabilă și precizia de măsurare este determinată numai de precizia cu care sînt cunoscute măsurile etalon care intervin în schemă. De aceea MEM de punte și MEM de compensare sînt măsurări de mare precizie întîlnindu-se precizii de 0,02—0,05%.

În ceea ce privește MEM de punte cu substituție și MEM de compensare cu substituție trebuie subliniat că ele nu necesită decît indicatoare de nul fidele iar precizia de măsurare depinde numai de precizia cu care este cunoscută mărimea etalon care se substituie mărimii de măsurat. De aceea aceste metode sînt indicate pentru măsurările de foarte mare precizie atingîndu-se, în condiții de laborator, precizii de 0,005—0,001%.

# 3
# MIJLOACE ELECTRICE DE MĂSURARE

## 3.1. DEFINIREA MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Mijloacele de măsurare constituie ansamblul mijloacelor tehnice care materializează şi conservă unităţile de măsură şi furnizează informaţii de măsurare. Componentele principale sînt: *măsuri, instrumente de măsurare, aparate de măsurare, instalaţii de măsurare.*

*Măsura* reprezintă mijlocul de măsurare care materializează una sau mai multe valori ale unei mărimi fizice, de exemplu: cale plan-paralele, rezistoare electrice, condensatoare electrice.

*Instrumentul de măsurare* constituie cea mai simplă asociere de dispozitive şi elemente care poate furniza informaţii de măsurare, mărimea măsurată fiind raportată la o scară de repere, de exemplu: şubler, balanţă, microampermetru, instrumentul electrodinamic etc.

*Aparatul de măsurare* reprezintă mijlocul de măsurare constituit pe baza unei scheme din mai multe convertoare electrice de exemplu: ampermetru, termometru electric, micrometrul electric etc.

*Instalaţia de măsurare* reprezintă ansamblul de aparate de măsurare, măsuri şi dispozitive anexă, reunite printr-o schemă sau metodă comună şi care servesc pentru măsurarea uneia sau mai multor mărimi, de exemplu: compensatorul de curent continuu, grosimetrul cu radiaţii nucleare etc.

În funcţie de destinaţia lor mijloacele de măsurare se clasifică în *etaloane* şi *mijloace de măsurare de lucru.* Etaloanele sînt mijloacele de măsurare care materializează şi conservă legal unităţile de măsură iar mijloacele de măsurare de lucru sînt utilizate în toate domeniile de activitate pentru efectuarea măsurărilor.

În cadrul mijloacelor de măsurare o foarte mare familie o constituie mijloacele electrice de măsurare care reprezintă mijloacele de măsurare care permit măsurarea pe cale electrică a mărimilor, caracteristica lor principală fiind convertirea semnalului metrologic într-o mărime electrică.

## 3.2. SCHEMELE FUNCŢIONALE ALE MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Mijlocul electric de măsurare constituie un lanţ de măsurare şi de aceea poate fi reprezentat printr-o schemă funcţională, ale cărei elemente principale le vom numi, cu o expresie generală, convertoare de măsurare. Sub forma cea mai generală, mijloacele electrice de măsurare pot fi considerate ca fiind alcătuite din trei tipuri de convertoare de măsurare: convertorul de intrare, convertorul de prelucrare, convertorul de ieşire.

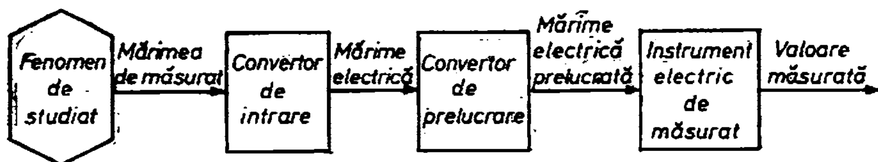



**Fig. 3.1.** Schema funcţională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi active.

Convertoarele de intrare — numite în general t r a d u c t o a r e — transformă mărimea de măsurat într-un semnal electric: curent, tensiune, număr de impulsuri etc. Convertoarele de prelucrare (amplificatoare, circuite de mediere, circuite de comparare, circuite de formare a impulsurilor etc.) transformă semnalul electric astfel încît acesta să poată acţiona convertorul de ieşire. Convertoarele de ieşire dau posibilitatea citirii sau înregistrării valorii măsurate.

Schemele funcţionale pot fi clasificate după natura mărimii de măsurat: activă sau pasivă şi după modul de obţinere a valorii măsurate: analogic sau digital.

Schema funcţională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi active (fig. 3.1) prezintă convertorul de intrare (traductorul) ce converteşte mărimea de măsurat într-o mărime electrică, energia necesară fiind furnizată de însăşi mărimea de măsurat. Semnalul metrologic electric este prelucrat de către convertorul de prelucrare pentru a putea fi aplicat la intrarea convertorului de ieşire care este un instrument electric de măsurare. Pentru măsurarea mărimilor active neelectrice se utilizează drept convertor de ieşire instrumentul magnetoelectric. Pentru realizarea unui aparat electric digital se elimină instrumentul magnetoelectric şi se introduce un convertor analog digital care converteşte semnalul metrologic într-un număr de impulsuri şi convertorul de ieşire este numărătorul de impulsuri (fig. 3.2). Ca exemplu se prezintă schema electrică (fig. 3.3, *a*) şi schema funcţională (fig. 3.3. *b*) pentru un termometru electric analogic cu traductor termoelectric.

În cazul măsurării mărimilor pasive acestea nu pot furniza energia formării semnalului metrologic şi de aceea se face apel la o mărime exterioară fenomenului supus măsurării — numită mărime de activare — care este modulată de către mărimea de măsurat şi aceasta este aplicată la intrarea convertorului de intrare care converteşte mărimea activă într-o mărime electrică şi lanţul de măsurare se păstrează (fig. 3.4). Pentru realizarea aparatului digital se procedează ca în cazul mărimilor active înlocuindu-se convertorul de ieşire (fig. 3.5). Ca exemplu se consideră schema electrică (fig. 3.6, *a*) şi schema funcţională (fig. 3.6, *b*) pentru grosimetrul cu radiaţii nucleare.

Prezentarea cu ajutorul schemelor funcţionale a aparatelor electrice de măsurare este deosebit de utilă, atît pentru conceperea lor ca ansambluri de elemente reunite pentru formarea lanţurilor de măsurare, în cea mai mare parte tipizate, cît şi pentru stabilirea performanţelor încă din etapa de proiectare.

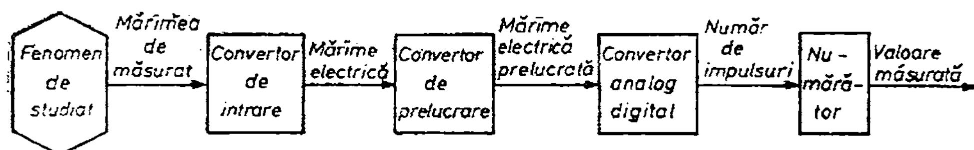



Fig. 3.2. Schema funcţională a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi active.

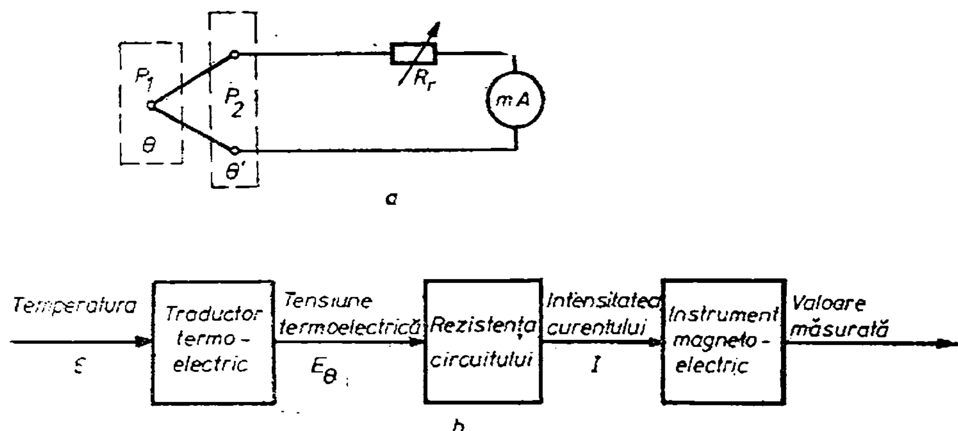



Fig. 3.3. Termometru electric analogic cu traductor termoelectric :
*a* — schema electrică ; *b* — schema funcţională.

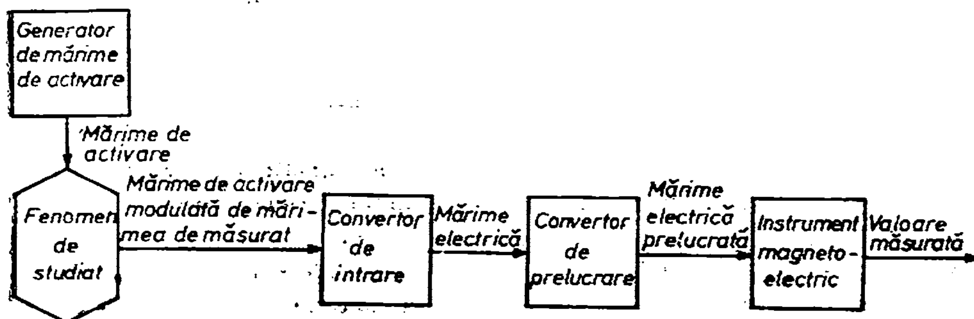



Fig. 3.4. Schema funcţională a unui aparat analogic pentru măsurarea unei mărimi pasive.

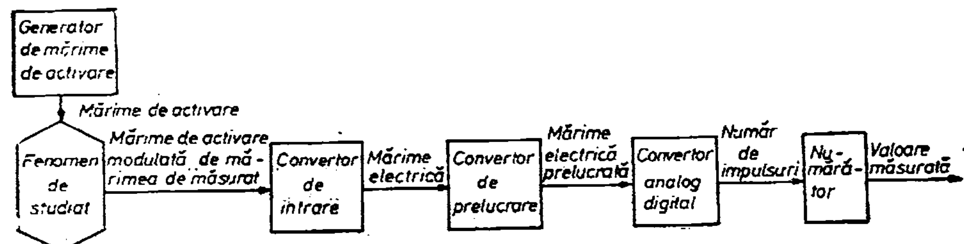



Fig. 3.5. Schema funcţională a unui aparat digital pentru măsurarea unei mărimi pasive.

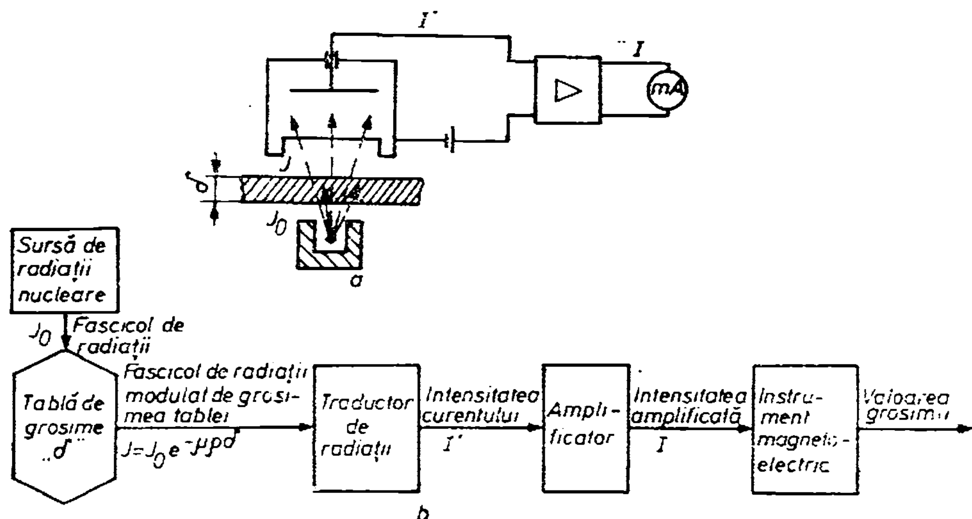



**Fig. 3.6.** Grosimetru cu radiații nucleare :
*a* — schema electrică ; *b* — schema funcțională.

## 3.3. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Pentru alegerea mijloacelor de măsurare în vederea efectuării unor măsurări este necesară cunoașterea caracteristicilor metrologice ale acestora. Caracteristicile metrologice se referă la comportarea mijloacelor de măsurare în raport cu mărimea supusă măsurării, cu mediul ambiant și cu beneficiarul măsurării (omul sau o instalație). Ele se exprimă prin parametrii funcționali privind mărimile de intrare, de ieșire și de influență, fără să implice structura internă a mijloacelor de măsurare.

**Interval de măsurare.** Prin interval de măsurare se înțelege intervalul de valori ale mărimii de măsurat pe întinderea căruia un mijloc de măsurare poate furniza informații de măsurare cu erori limită prestabilite. Intervalul de măsurare este cuprins între o limită inferioară și o limită superioară. În acest sens aparatele analogice prezintă o scară gradată care este definită ca ansamblul de repere și cifre ce permite determinarea valorii mărimii măsurate. De obicei, limita inferioară este zero și aparatul este denumit după limita superioară, de exemplu, un ampermetru de 10 A. În general, intervalul de măsurare corespunde întregii scări gradate. Pentru mărirea preciziei de măsurare mijloacele electrice de măsurare se realizează cu intervalul de măsurare împărțit în mai multe game de măsurare. Aparatele electrice, fixe, implicate într-un proces tehnic prezintă o singură gamă de măsurare.

**Capacitate de suprasarcină.** Prin capacitate de suprasarcină se înțelege capacitatea unui mijloc de măsurare de a suporta fără defecțiuni sarcini ce depășesc condițiile de referință sau intervalul de măsurare. În acest scop, prin construcția sa, un mijloc de măsurare prezintă o capacitate de suprasarcină de lungă durată și una de scurtă durată. De exemplu, pentru un ampermetru analogic de clasă 1 se prevede o sarcină de 120% din limita superioară timp de 2 ore și o sarcină de 10 ori limita superioară timp de 5 s, după care se verifică înscrierea lui în condițiile de precizie.

**Rezoluţie (prag de sensibilitate).** Prin rezoluţie se înţelege cea mai mică valoare a mărimii de intrare care determină o variaţie distinct sesizabilă a mărimii de ieşire. Termenul rezoluţie este utilizat, cu precădere, pentru mijloacele de măsurare la care mărimea de ieşire prezintă o variaţie discontinuă, de exemplu la aparatele digitale rezoluţia este egală cu o unitate a ultimului rang zecimal (un digit). Rezoluţia se exprimă în unităţi ale mărimii măsurate (de ex. microvolţi, miliamperi etc.) sau în unităţi relative (un divizor de tensiune cu şapte decade are o rezoluţie de $10^{-7}$).

Expresia prag de sensibilitate este utilizată, cu precădere, pentru mijloacele de măsurare la care mărimea de ieşire prezintă o variaţie continuă, de exemplu la aparatele analogice se consideră de obicei o diviziune $\left(\text{sau } \frac{1}{2}, \frac{1}{3}\right.$ diviziune în funcţie de dispozitivul de citire$\left.\right)$. Pragul de sensibilitate este determinat şi de fluctuaţiile cauzate de perturbaţiile proprii sau exterioare aparatului (zgomotul). În cazul metodelor de măsurare de zero se rezervă noţiunea de rezoluţie pentru valorile minime dependente de rezistenţa, capacităţile decadice reglabile şi noţiunea de prag de sensibilitate pentru indicatorul de nul analogic.

**Sensibilitate.** Prin sensibilitate se înţelege raportul dintre variaţia mărimii de ieşire şi variaţia corespunzătoare a mărimii de intrare

$$S = \frac{dy}{dx}, \tag{3.1}$$

unde : $S$ este sensibilitatea, $y$ — mărimea de ieşire, $x$ — mărimea de intrare a mijlocului electric de măsurare. Dacă, la aparatele analogice, mărimea de ieşire se exprimă în unităţi de unghi de rotaţie a dispozitivului mobil sau de deplasare, de ex. mm/mV sensibilitatea de-a lungul scării gradate depinde de principiul de funcţionare şi scara gradată poate fi uniformă sau neuniformă. Dacă mărimea de ieşire se exprimă în diviziuni, de ex. diviziuni/mV atunci sensibilitatea este constantă pe intervalul de măsurare, indiferent de aspectul scării gradate

$$S = \frac{y}{x}. \tag{3.2}$$

Inversul sensibilităţii se numeşte constanta aparatului

$$C = \frac{1}{S} = \frac{x}{y} \tag{3.3}$$

şi ea se exprimă, de ex., în amperi/diviziune, ohmi/diviziune.

Pentru orice mijloc de măsurare sau convertor component sensibilitatea reprezintă raportul dintre intervalul mărimii de ieşire şi intervalul mărimii de intrare. De ex,. un termometru electric care măsoară temperaturi între —40°C şi +120°C şi are o scară gradată cu 80 diviziuni prezintă o sensibilitate de 0,5 diviziuni/°C şi o constantă de 2°C/div.

**Precizie.** Deoarece orice măsurare este afectată de eroare, valoarea măsurată fiind diferită de valoarea adevărată a mărimii, precizia este caracteristica metrologică a unei măsurări ce exprimă calitatea acesteia în ceea ce priveşte gradul de afectare a rezultatelor măsurării cu erori de măsurare. Precizia şi eroarea constituie un cuplu dicotomic. Precizia ridicată corespunde unei erori mici, respectiv precizia scăzută unei erori mari. Cantitativ, precizia este descrisă de eroare.

O componentă principală a erorii care afectează procesul de măsurare o constituie *eroarea instrumentală* care este eroarea proprie a mijlocului de măsurare. Eroarea instrumentală are două componente: *eroarea de justețe* și *eroarea de repetabilitate* (sau fidelitate) și în consecință precizia instrumentală are două componente: justețea și repetabilitatea.

Eroarea de justețe reprezintă abaterea valorii medii a unui număr mare de valori indicate de mijlocul de măsurare față de valoarea adevărată a mărimii măsurate. Justețea este descrisă de erorile de justețe care reprezintă erorile instrumentale sistematice fiind datorată: calibrării, derivei în timp, derivei cu temperatura etc. Principalele tipuri de erori sistematice sînt indicate în (fig. 3.7).

Eroarea de repetabilitate este abaterea rezultatului unei măsurări individuale față de valoarea medie a indicațiilor. Repetabilitatea este descrisă de erorile de repetabilitate care reprezintă erorile instrumentale aleatoare

| Denumirea | Definiție | Exemplu |
|---|---|---|
| eroare de zero | eroare independentă de valoarea măsurată | x, $x_e$ |
| eroare de proporționalitate | eroare care crește proporțional cu valoarea măsurată | x, $x_e$ |
| eroare de liniaritate | eroare care exprimă abaterea față de caracteristica nominală | x, $x_e$ |
| eroare de histerezis | eroare care depinde de stările anterioare ale aparatului (diferența dintre caracteristica în sens crescător și în sens descrescător) | x, $x_e$ |
| derivă | eroare provenită din deplasarea în timp a caracteristicii reale paralel cu caracteristica nominală | x, $T_2$, $T_2>T_1$, $T_1$, $x_e$ |

$x_e$ - valoarea mărimii de măsurat X - valoarea indicată de aparat
—— caracteristica reală $x=f(x_e)$ – – – caracteristica nominală $x=f(x_e)$

**Fig. 3.7.** Tipuri de erori instrumentale sistematice.

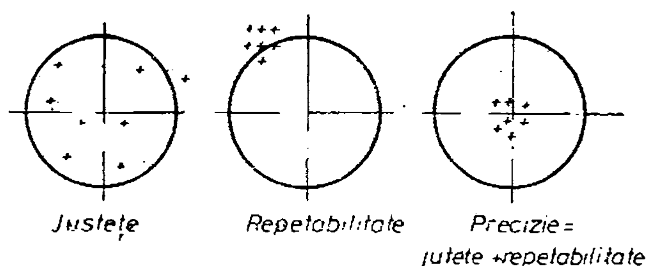



Fig. 3.8. Ilustrarea erorilor sistematice și aleatoare.

și ele sînt datorite imperfecțiunilor constructive, fluctuațiilor parametrilor componentelor electronice etc. Este sugestivă compararea indicațiilor mijlocului de măsurare cu rezultatele tragerii la țintă (fig. 3.8).

Justețea și repetabilitatea sînt caracteristici specifice fiecărui mijloc de măsurare dar nu sînt folosite pentru estimarea preciziei.

La efectuarea unei măsurări cu un mijloc electric de măsurare trebuie să se estimeze (predetermine) eroarea cu care va prezenta valoarea măsurată și în acest sens trebuie să se țină seama de ansamblul condițiilor în care este utilizat. Se constată (fig. 3.9) că în procesul de măsurare sînt prezente o serie de mărimi, diferite de mărimea de măsurat, care pot influența precizia măsurării și ele se numesc *mărimi de influență*, de ex. : temperatura, umiditatea, cîmpurile magnetice și electrice exterioare etc. În aceste condiții, eroarea de măsurare este :

$$\Delta X = X - X_e, \qquad (3.4)$$

unde $X$ este valoarea măsurată, $X_e$ — valoarea mărimii de măsurat, $\Delta X$ — eroarea de măsurare dependentă atît de caracteristicile metrologice ale mijlocului de măsurare cît și de mărimile de influență.

Deoarece valoarea adevărată $X_e$ nu este cognoscibilă și eroarea de măsurare $\Delta X$ poate lua diverse valori pentru mulțimea valorilor $X_i$ cuprinse în intervalul de măsurare al mijlocului de măsurare utilizat s-a introdus noțiunea de *eroare limită de măsurare* $\Delta X_l$ care reprezintă valoarea maximă posibilă pentru eroarea instrumentală, garantîndu-se că pentru întregul interval de măsurare erorile de măsurare cu care se obțin valorile măsurate sînt mai mici sau egale cu eroarea limită de măsurare.

$$\Delta X \leqslant \Delta X_l, \qquad (3.5)$$

Pentru a se ține seama de condițiile de ansamblu ale măsurării (fig. 3.9) eroarea limită de măsurare prezintă două componente : $\Delta X_i$ — *eroarea intrinsecă* și $\Delta X_v$ — *eroarea suplimentară* :

$$\Delta X_l = \Delta X_i + \Delta X_v. \qquad (3.6)$$

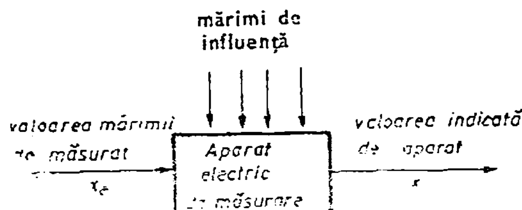



Fig. 3.9. Prezența mărimilor de influență.

Eroarea intrinsecă este eroarea limită de măsurare în condiţii de referinţă, stabilite prin norme sub formă de valori de referinţă şi intervale de referinţă pentru mărimile de influenţă specifice fiecărui mijloc electric de măsurare. Dacă în momentul măsurării mărimea de influenţă are o valoare cuprinsă în intervalul de referinţă, precizia măsurării este exprimată prin eroarea limită de măsurare care este egală cu eroarea intrinsecă.

Erorile suplimentare sînt erorile instrumentelor provocate de variaţia mărimilor de influenţă în afara intervalelor de referinţă dar în interiorul intervalului de utilizare. De exemplu, pentru un aparat electric analogic la modificarea temperaturii cu pînă la ±10°C faţă de temperatura de referinţă (20°C) eroarea suplimentară este egală cu eroarea intrinsecă. Pentru intervalul de utilizare, precizia măsurării este exprimată prin eroarea limită de măsurare care este suma dintre eroarea intrinsecă şi erorile suplimentare introduse de mărimile de influenţă prezente în procesul de măsurare. Ca exemplu, în figura 3.10 sînt prezentate pentru temperatură : valoarea de

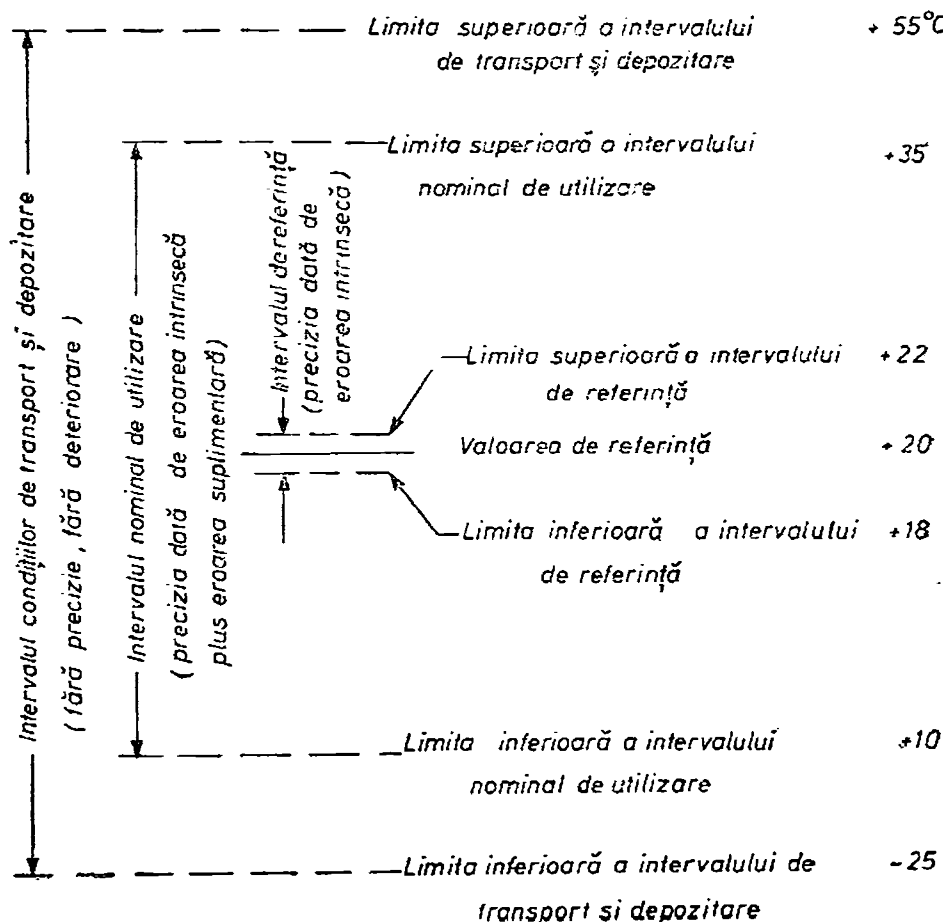



Fig. 3.10. Exemplificarea principalelor intervale privind temperatura.

Tabelul 3.1

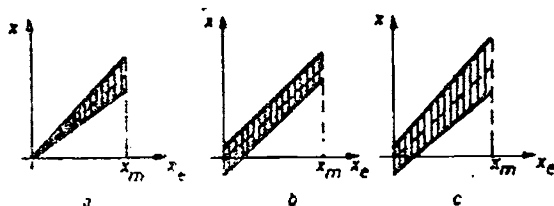
**MODURI DE EXPRIMARE A ERORILOR INTRINSECI**

| Mod de exprimare a erorii intrinseci | eroare intrinsecă (exprimată în unități de $X$, $X_c$) | eroare relativ intrinsecă (exprimată în procente) | valoarea convențională $X_c$ | semnificația coeficienților $b$, $c$ | Utilizare | mod de notare a clasei de precizie |
|---|---|---|---|---|---|---|
| în funcție de valoarea măsurată | $\Delta X_i = \pm \frac{b}{100} X$ | $\frac{\Delta X_i}{X} = \pm b$ ($e_r$ este constantă pe intervalul de măsurare) | — | $b$ — indice de clasă | — contoare electrice<br>— transformatoare de măsură<br>— rezistoare decadice<br>— condensatoare decadice | 0,5 sau Cl.0,5 |
| în funcție de o valoare convențională dependentă de scara gradată | $\Delta X_i = \pm \frac{c}{100} X_c$ ($\Delta X_i$ este constantă pe intervalul de măsurare) | $\frac{\Delta X_i}{X} = \pm c \frac{X_c}{X}$ | limita superioară de măsurare | $c$ — indice de clasă | aparate analogice cu reperul zero la o extremitate sau în exteriorul scării | 0,5 |
| | | | suma modulelor limitelor de măsurare | | aparate analogice cu reperul zero în interiorul scării gradate | |
| | | | lungimea scării gradate | | aparate analogice la care limita superioară este infinit | 1,5 |
| în funcție de valoarea măsurată și de limita superioară de măsurare | $\Delta X_i = \pm$ $\pm\left(\frac{b}{100} X + \frac{c}{100} X_m\right)$ | $\frac{\Delta X_i}{X} = \pm$ $\pm\left(b + c \frac{X_m}{X}\right)$ | — | $b$ — indice de clasă<br>$c = \frac{b}{10}$ | — punți<br>— compensatoare | 0,01 |
| | | | | $b$ — eroare de citire<br>$c$ — eroare de cap de scară | aparate digitale | $b$ și $c$ sînt date în prospect |
| | Observație : la aparatele digitale, uneori, se înlocuiește termenul $\frac{cX_m}{100}$ cu valoarea ultimei cifre a intervalului de măsurare. | | | | | |

unde : $\Delta X_i$ — eroarea intrinsecă (eroarea limită de măsurare în condiții de referință) ; $\frac{\Delta X_i}{X}$ — eroarea relativă intrinsecă ; $X$ — valoarea măsurată ; $X_c$ — valoarea convențională ; $X_m$ — limita superioară a intervalului de măsurare ; $b$ și $c$ numere adimensionale exprimate în procente.

Fig. 3.11. Zonele de incertitudine ale măsurării:

*a* — eroare relativă limită de măsurare constantă; *b* — eroare limită de măsurare constantă; *c* — combinație de eroare relativă intrinsecă și eroare intrinsecă constante.




referință, intervalul de referință, intervalul de utilizare, intervalul condițiilor de transport și depozitare, stabilite prin STAS 10060-75 pentru aparatele electronice din grupa 1.

Precizia de măsurare poate fi reprezentată prin eroarea limită de măsurare exprimată în unități ale mărimii de măsurat sau mai sugestiv prin *eroarea relativă limită de măsurare* exprimată în procente, fapt care permite compararea preciziilor mai multor măsurări.

Pînă în prezent nu există o modalitate unică de exprimare pentru eroarea intrinsecă, utilizîndu-se una din următoarele forme:

— în funcție de valoarea măsurată;

— în funcție de o valoare convențională dependentă de scara gradată;

— în funcție de valoarea măsurată și de limita superioară de măsurare.

În tabelul 3.1 sînt prezentate formulele de calcul corespunzătoare pentru eroarea intrinsecă, eroarea relativă intrinsecă, precum și mijloacele electrice de măsurare la care se utilizează și modul de notare a clasei de precizie. În figura 3.11 sînt ilustrate zonele de incertitudine a măsurării corespunzătoare celor trei moduri de exprimare a erorii intrinseci.

Pentru estimarea erorii limită de măsurare s-a introdus noțiunea de *clasă de precizie*. Clasa de precizie reprezintă ansamblul mijloacelor electrice de măsurare a căror precizie, calculată cu aceeași formulă, este caracterizată prin același număr (numit indice de clasă) precum și printr-un ansamblu de proprietăți metrologice specificate prin norme internaționale sau standarde de stat. Indicele de clasă poate lua următoarele valori: 0,0005, 0,001, 0,002, 0,005, 0,01, 0,02, 0,05, 0,1, 0,2, 0,5, 1, 1,5, 2,5. În figura 3.12 sînt prezentate erorile relative limită de măsurare pentru aparatele electrice analogice de clase 1; 2,5; 5 constatîndu-se o creștere pronunțată a erorilor relative spre valori mici, deci o micșorare a preciziei și de aceea se recomandă utilizarea acestor aparate numai pentru valori cuprinse în a doua jumătate a intervalului de măsurare, precizia fiind păstrată între indicele de clasă și dublul lui.

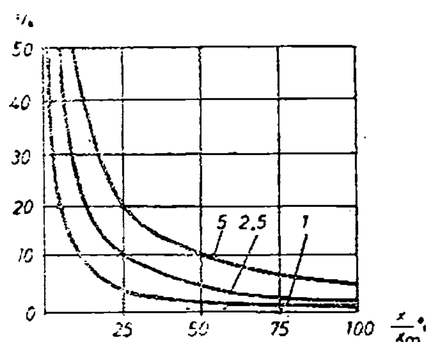



Fig. 3.12. Erori relative limită de măsurare pentru aparatele analogice.

**Putere consumată.** Prin putere consumată se înțelege, în principal, puterea preluată de la fenomenul supus măsurării pentru formarea semnalului metrologic și obținerii valorii măsurate și ea depinde de tipul convertorului de intrare, de ex., masa și dimensiunile traductorului, precum și de tipul convertorului de ieșire, de ex., instrumentele analogice consumă puteri între

cîțiva miliwați și wați iar aparatele digitale puteri foarte mici. Puterea consumată se calculează din impedanța de intrare, de ex. un voltmetru magnetoelectric prezintă 10 000 Ω/V iar un voltmetru digital între $10^6$ și $10^9$ Ω. Unele mijloace electrice de măsurare necesită o energie suplimentară pentru prelucrarea semnalului metrologic, energie pe care o preia de la rețea, de ex., un voltmetru digital alimentat cu 230V ± 15% consumă o putere de 25 VA.

**Timp de măsurare.** Timpul de măsurare reprezintă intervalul de timp care se scurge de la aplicarea unui semnal treaptă la intrarea unui mijloc de măsurare și pînă la stabilirea semnalului de ieșire cu o abatere egală cu eroarea limită de măsurare, față de valoarea staționară a acestuia. De ex., pentru aparatele analogice timpul de măsurare este maxim 4 s. Pentru aparatele digitale se dă viteza de măsurare, de ex., 50 măsurări/secundă.

**Stabilitate.** Stabilitatea reprezintă calitatea unui aparat digital de a-și păstra timp îndelungat caracteristicile, prin conservarea zeroului și instabilitatea la variațiile de temperatură, umiditate și paraziții electromagnetici. de ex., ±0,01% pe an.

**Compatibilitatea cu un sistem automat de măsurare.** Un aparat digital este compatibil cu un sistem automat de măsurare dacă este prevăzut cu o interfață de intrări-ieșiri cu ajutorul căreia se poate conecta la liniile magistralei sistemului, pentru a primi comenzi și a furniza date în cod.

## 3.4. CARACTERISTICILE INFORMAȚIONALE ALE MIJLOACELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Lanțul de măsurare corespunzător unui mijloc electric de măsurare constituie un canal informațional de-a lungul căruia circulă semnalul metrologic, care este un semnal energetic purtător al informației de măsurare. De aceea este posibil să se utilizeze principalele rezultate ale teoriei informației privind cantitatea de informație obținută prin măsurare și capacitatea de transmitere a informației metrologice. Analiza acestor caracteristici permite optimizarea structurii mijloacelor electrice de măsurare și asigurarea unei circulații corecte a semnalului metrologic.

Teoria informației pornește de la faptul că orice eveniment necunoscut este caracterizat de un anumit grad de necunoaștere, adică de nedeterminare.

Astfel se introduce o estimare a nedeterminării unui eveniment și se consideră cantitatea de informație conținută de un mesaj referitor la un eveniment egală cu cantitatea de nedeterminare pe care o anulează mesajul. Procesul de măsurare poate fi interpretat ca un proces de micșorare a incertitudinii cu privire la mărimea supusă măsurării.

Din punct de vedere al teoriei informației, măsurarea poate fi privită ca operația de alegere a intervalului îngust în care se află valoarea măsurată, din mulțimea intervalelor posibile cuprinse în intervalul de măsurare al aparatului. De pildă, în cazul măsurării unei mărimi de valoare $X$ se va alege un aparat electric de măsurare astfel încît valoarea să fie cuprinsă în intervalul de măsurare deci, înaintea măsurării se cunoaște că valoarea sa este mai mică decît *limita superioară de măsurare* $X_{max}$ și mai mare decît *limita*

*inferioară de măsurare* $X_{min}$. Se consideră mulţimea celor $n$ valori pe care le poate lua mărimea de măsurat în intervalul de măsurare $X_{max} - X_{min}$ :

$$X = \{X_1, X_2, \ldots, X_n\}. \tag{3.7}$$

fiecare valoare $X_i$ avînd probabilitatea de apariţie $p(X_i)$ cu condiţia

$$\sum_{i=1}^{n} p(X_i) = 1. \tag{3.8}$$

Pentru caracterizarea nedeterminării înainte de efectuarea măsurării se introduce noţiunea de e n t r o p i e

$$H(X) = -\sum_{i=1}^{n} p(X_i)\log_2 p(X_i). \tag{3.9}$$

Dacă valoarea $X_i$ a mărimii de măsurat — care poate lua $n$ valori — se poate găsi cu aceeaşi probabilitate oriunde în intervalul de măsurare rezultă :

$$p = \frac{1}{n}$$

şi relaţia (3.9) devine

$$H(X) = -\log_2 p = \log_2 n. \tag{3.10}$$

Unitatea entropiei reprezintă entropia unui sistem caracterizat de două stări echiprobabile şi se numeşte bit (pl. biţi).

După măsurare se restrînge intervalul de incertitudine obţinîndu-se valoarea măsurată cuprinsă între anumite limite date de eroarea de măsurare, deci se obţine o reducere a gradului de nedeterminare pînă la nivelul unei nedeterminări reziduale $H_r(X)$ (fig. 3.13). Cantitatea de informaţie metrologică este diferenţa dintre entropia aprioricǎ $H(X)$ şi entropia reziduală $H_r(X)$ :

$$I_m(X) = H(X) - H_r(X). \tag{3.11}$$

Capacitatea de transmitere sau debitul informaţional reprezintă cantitatea de informaţie pe care lanţul de măsurare o poate transmite în unitatea de timp

$$\bar{H}(X) = \frac{H(X)}{\tau}, \tag{3.12}$$

unde $H(X)$ este entropia apriorică iar $\tau$ este durata medie a unui semnal elementar. Capacitatea de transmitere este determinată de caracteristicile dinamice ale convertoarelor de măsurare şi dacă mărimea de măsurat va genera în unitatea de timp o cantitate de informaţie mai mare decît capacitatea de transmitere a lanţului de măsurare se va pierde o anumită cantitate de informaţie.

De asemenea se poate defini randamentul de transmitere ca fiind ra-

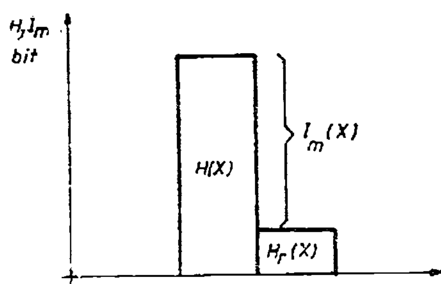



**Fig. 3.13. Cantitatea de informaţie metrologică :**
$H(x)$ — entropia apriorică ; $H_r(x)$ — entropia reziduală.

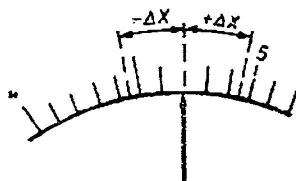


Fig. 3.14. Scară gradată cu eroare limită constantă.

portul dintre debitul informațional real și capacitatea de transmitere a lanțului de măsurare.

În cazul unui aparat analogic cu intervalul de măsurare $X_{max}-X_{min}$ eroarea limită de măsurare — $\Delta X$ — este constantă pe tot intervalul de măsurare (fig. 3.14). Pentru determinarea celor două entropii informaționale, înainte și după măsurare se divide atît intervalul de măsurare cît și intervalul de incertitudine în mici intervale de valoare $\varepsilon$ astfel aleasă încît rapoartele

$$n = \frac{X_{max} - X_{min}}{\varepsilon} \qquad m = \frac{2\Delta X}{\varepsilon} \tag{3.13}$$

să se exprime prin numere întregi. Deoarece cele $n$ și $m$ valori se consideră echiprobabile din ecuațiile (3.10) și (3.11) se obține expresia cantității de informație obținută prin măsurare

$$I_m(X) = \log_2 \frac{X_{max} - X_{min}}{\varepsilon} - \log_2 \frac{2\Delta X}{\varepsilon} = \log_2 \frac{X_{max} - X_{min}}{2\Delta X}. \tag{3.14}$$

Folosind noțiunea de clasă de precizie

$$\Delta X = \frac{c}{100}(X_{max} - X_{min}) \tag{3.15}$$

ecuația (3.14) devine

$$I_m(X) = \log_2 \frac{100}{2c}. \tag{3.16}$$

Dacă se exprimă în număr de repere ale scării gradate se obține :

$$I_m(X) = \log_2 \left(\frac{100}{2c} + 1\right). \tag{3.17}$$

Din ecuația (3.17) rezultă că pentru un aparat analogic care nu are precizată clasa de precizie ($c = \infty$) cantitatea de informație pe care o poate furniza este nulă și nu trebuie folosit. De asemenea este de remarcat faptul că pentru un aparat care ar funcționa cu eroarea zero ($c = 0$) cantitatea de informație este infinită ceea ce este imposibil și deci efectuarea unei măsurări fără eroare este o imposibilitate. Se justifică și pe această cale afirmația că orice măsurare este afectată de o anumită eroare.

În figurile 3.15 și 3.16 sînt prezentate cantitățile de informație respectiv capacitățile de transmitere a informației ($\tau = 4s$) în funcție de clasa de precizie pentru aparatele electrice analogice.

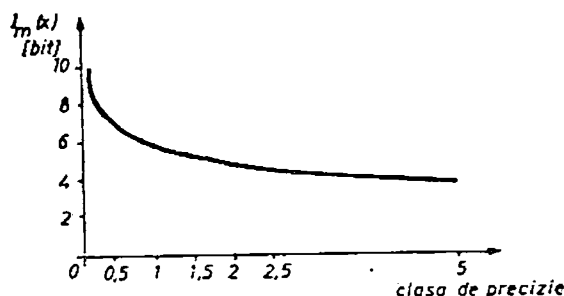


Fig. 3.15. Cantitatea de informație pentru aparatele analogice.

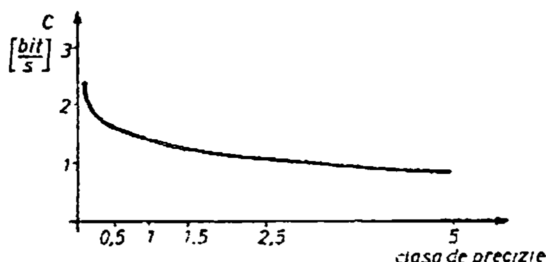



Fig. 3.16. Capacitatea de transmitere a informaţiei pentru aparatele analogice.

De asemenea în figura 3.17 sînt prezentate capacităţile de transmitere a informaţiei pentru diverse tipuri de aparate.

Din expresiile (3.16) şi (3.17) privind cantitatea de informaţie metrologică ce o poate furniza un aparat electric analogic rezultă posibilitatea determinării numărului de repere necesar pentru scara gradată. Într-adevăr numărul de repere $N_r$ şi numărul de diviziuni sînt date de relaţiile

$$N_r = \frac{100}{2C} + 1\,; \quad N_d = \frac{100}{2C}. \tag{3.18}$$

Legislaţia metrologică impune condiţia ca valoarea unei diviziuni să fie egală cu $1 \times 10^n$, $2 \times 10^n$, $5 \times 10^n$ unităţi ale mărimii de măsurat, $n$ putînd fi orice număr întreg. Această condiţie poate fi scrisă :

$$N_d' = \frac{X_{max} - X_{min}}{k \cdot 10^n}\,; \quad k = 1,\ 2,\ 5. \tag{3.19}$$

Proiectarea scării gradate a unui aparat electric analogic constă în determinarea lui $N_d$ cu relaţia (3.18) şi determinarea unui şir de valori pentru $N_d'$ cu relaţia (3.19) pentru diverse valori $k$ şi $n$. Se admite valoarea lui $N_d'$ egală sau imediat superioară celei obţinute pentru $N_d$.

De exemplu, un voltmetru de 400 V clasă de precizie 2,5 este caracterizat de parametrii

$$X_{min} = 0\,;\ X_{max} = 40\ \text{V}\,;\ c = 2{,}5.$$

Din ecuaţiile (3.18) şi (3.19) rezultă :

$$N_d = \frac{100}{2 \cdot 2{,}5} = 20\ \text{div.} \qquad N_d' = \frac{400}{2 \cdot 10} = 20\ \text{div.}$$

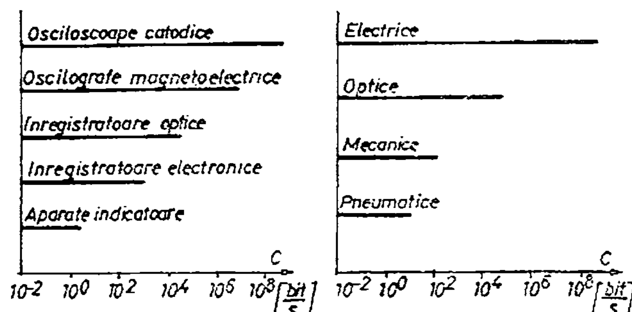



Fig. 3.17. Capacităţile de transmitere a informaţiei pentru diverse tipuri de aparate de măsurare.

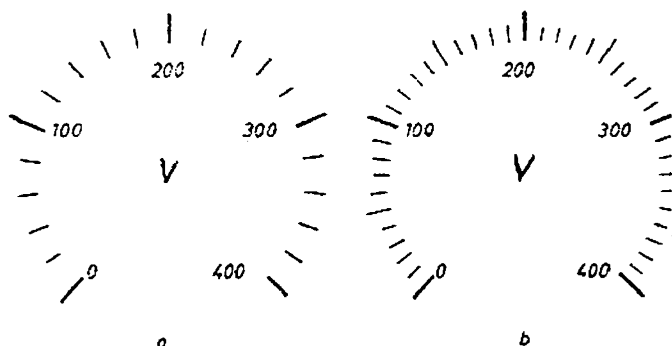



**Fig. 3.18. Scara gradată a unui voltmetru de 400 V :**
*a* — clasă 2,5 ; *b* — clasă 1,5.

Scara gradată va avea 20 diviziuni cu reperele principale 0, 100, 200, 300, 400 V (fig. 3.18, *a*).

Dacă printr-o îmbunătăţire a procesului tehnologic se realizează un voltmetru de clasă 1,5 trebuie reproiectată scara gradată

$$N_d = \frac{100}{2 \cdot 1{,}5} = 33{,}3 \text{ div} ; \qquad N_d' = \frac{400}{1 \cdot 10} = 40 \text{ div.}$$

Scara gradată va avea 40 diviziuni (fig. 3.18, *b*).

## 3.5. FIABILITATEA METROLOGICĂ

După asamblarea şi etalonarea unui mijloc electric de măsurare, controlul de calitate al întreprinderii verifică înscrierea lui în prescripţiile metrologice specificate în norma internă de produs, aplică marca metrologică şi dispune livrarea lui către magazia de produse finite pentru a fi expediat la beneficiar. La beneficiar mijlocul electric de măsurare începe să fie utilizat pentru a furniza informaţii de măsurare. În timpul utilizării, mijloacele electrice de măsurare sînt supuse unor solicitări mecanice, electrice, termice, chimice etc. fapt care conduce, în timp, la o scădere a calităţii care se poate agrava pînă la ieşirea din intervalele erorilor limită de măsurare prescrise prin norme.

Problema siguranţei în funcţionare, deci a asigurării şi menţinerii caracteristicilor metrologice în limitele prescrise este o problemă deosebit de importantă care trebuie analizată la toate etapele necesare realizării şi utilizării unui mijloc de măsurare : proiectare, controlul calităţii procesului de fabricaţie, controlul de recepţie, încercările periodice efectuate de utilizator.

Pentu a se caracteriza comportarea în timp a unui mijloc de măsurare s-a introdus noţiunea de *fiabilitate metrologică* fiind definită drept calitatea unui mijloc de măsurare de a funcţiona, cu o probabilitate prestabilită, un interval de timp determinat fără să depăşească erorile limită. Se notează cu $R(t)$ valoarea fiabilităţii metrologice şi această funcţie ia valori egale cu probabilitatea de bună funcţionare metrologică pentru timpul $t$. Neîncadrarea, la un moment dat, în condiţiile specificate, respectiv apariţia unor erori superioare erorilor limită de măsurare constituie un defect şi mijlocul de măsurare trebuie retras şi trimis la reparat.

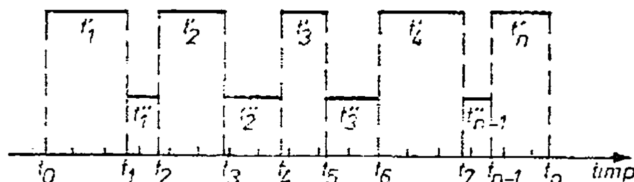



**Fig. 3.19. Intervalele de funcționare și de reparare ale unui aparat de măsurare.**

Mijlocul electric de măsurare se încadrează, deci, în categoria produselor reparabile și de aceeea fiabilitatea metrologică este caracterizată prin următorii indicatori de fiabilitate : funcția de fiabilitate, media timpului de bună funcționare, media timpului de reparație, rata defectărilor, rata reparațiilor, disponibilitatea metrologică.

*Media timpului de bună funcționare* se definește ca media aritmetică a intervalelor de timp — $t'_i$ — în care mijlocul de măsurare funcționează cu erori inferioare erorilor limită de măsurare (fig. 3.19) :

$$MTBF = \theta = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} t'_i. \tag{3.20}$$

*MTBF* este un indicator important pentru dimensionarea laboratorului de verificări metrologice.

*Media timpului de reparație* reprezintă media aritmetică a intervalelor de timp — $t''_i$ — în care mijlocul de măsurare este supus reparării (fig. 3.22) :

$$MTR = \frac{1}{n-1}\sum_{i=1}^{n-1} t''_i \tag{3.21}$$

*MTR* este un indicator important pentru dimensionarea atelierului de reparații metrologice.

*Disponibilitatea metrologică* se definește în funcție de media timpului de bună funcționare și media timpului de reparație :

$$D = \frac{MTBF}{MTBF + MTR}. \tag{3.22}$$

Disponibilitatea metrologică permite determinarea numărului de mijloace de măsurare necesare pentru un anumit proces.

*Rata reparațiilor* este inversul mediei timpului de reparație

$$\mu = \frac{1}{MTR}. \tag{3.23}$$

*Rata defectărilor metrologice* este inversul mediei timpului de bună funcționare.

$$\lambda = \frac{1}{MTBF}. \tag{3.24}$$

Rata defectărilor exprimă numărul de defectări ale unui produs în unitatea de timp și de aceea este unul din principalii indicatori de fiabilitate.

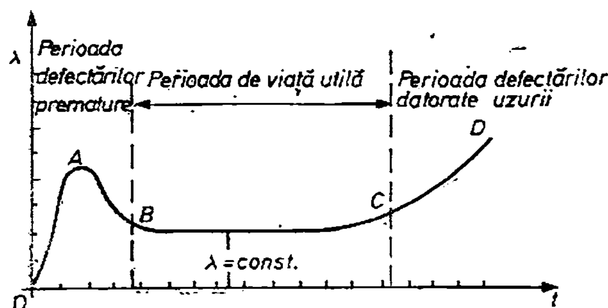



**Fig. 3.20. Principalele perioade în utilizarea unui mijloc de măsurare.**

Se constată că λ prezintă o curbă de variație în funcție de durata de utilizare a mijloacelor de măsurare (fig. 3.20) evidențiindu-se trei perioade principale :

— *perioada defectărilor premature* (*OAB*) datorate în principal deficiențelor de proiectare, nerespectarea tehnologiei de execuție, controlului insuficient în cursul fabricației sau la controlul final.

Aceste defectări se pot elimina prin efectuarea rodajului în fabricație și verificării finale corespunzătoare. Se consideră că mijlocul de măsurare a fost livrat de producător după terminarea acestei perioade.

— *perioada de viață utilă* (*BC*) în care rata defectărilor s-a stabilizat la o valoare constantă și defectările apar în mod aleator astfel că frecvența lor de apariție poate fi predeterminată prin calcul ;

— *perioada defectărilor masive* (*CD*) datorate uzurii, defecte ce pot fi eliminate prin înlocuirea elementelor uzate.

Fiabilitatea metrologică a mijloacelor de măsurare se determină numai pentru perioada de viață utilă cînd rata defectărilor metrologice este constantă și fiabilitatea metrologică este

$$R(t) = e^{-\lambda t}. \tag{3.25}$$

Lanțul de măsurare evidențiază faptul că fiabilitatea metrologică a unui mijloc electric de măsurare depinde de fiabilitatea fiecărui element component, de ex : bloc de borne, circuit magnetic, dispozitiv mobil, integratoare, amplificatoare etc. De aceea fiabilitatea unui mijloc electric de măsurare este dată de produsul fiabilităților fiecărui element component

$$R(t) = \prod_{i=1}^{n} R_i(t) = e^{-(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_n)t} \tag{3.26}$$

Legislația metrologică în vigoare prevede că în normele interne ale mijloacelor electrice de măsurare să fie prevăzut cel puțin unul dintre următorii indicatori de fiabilitate :

$R_{min}(t)$ — valoarea minimă a fiabilității metrologice ;

$MTBF_{min}$ — valoarea minimă a mediei timpului de bună funcționare metrologică.

Valorile indicatorilor de fiabilitate se determină cu un nivel de încredere $P^*$ egal cu 0,6, 0,8, 0,9. Nivelul de încredere 0,6 se adoptă numai pentru aparatele de clasă 2,5, 5 utilizate pentru măsurări orientative în locuri de măsurare cu valoare mică a informațiilor de măsurare. Pentru mijloacele de măsurare utilizate în locuri de măsurare cu valoare ridicată a informațiilor de măsurare se folosește nivelul de încredere $P^* = 0,9$.

Determinarea fiabilității metrologice se efectuează atît la proiectare, predeterminîndu-se prin calcul valorile principalilor indicatori, cît și experimental printr-un proces de încercări, asupra unui lot de aparate, în cicluri de cîte 500 ore, aparatele fiind supuse acțiunii mărimilor de influență. În tabelul 3.2 este prezentat un asemenea ciclu utilizat pentru contoarele electrice de inducție.

*Tabelul 3.2*

**Ciclul de încercări pentru determinarea fiabilității metrologice la contoarele electrice de inducție**

| Mărimea de influență | Acțiuni mecanice (trepidații și șocuri) | Umiditate ridicată | Temperatură scăzută | Temperatură ridicată | Condiții normale de laborator |
|---|---|---|---|---|---|
| Regimul de solicitare | $a = 3g$<br>$f = 17\ldots70$Hz | $W = 90\%$<br>$t = 25°C$ | $t = -10°C$ | $t = 50°C$ | |
| Durata solicitării [h] | 0,5 | 75 | 1 | 125 | 298,5 |

Există în prezent tendința ca pentru mijloacele electrice de măsurare să se adopte 4—6 clase de fiabilitate metrologică, stabilindu-se pentru fiecare clasă limitele admise pentru principalii indicatori de fiabilitate. De exemplu, în tabelul 3.3 sînt prezentate valorile pentru aparatele electrice analogice. Folosind tabelul 3.3 constatăm că pentru un aparat electric analogic din clasa de fia-

*Tabelul 3.3*

**Clase de fiabilitate metrologică pentru aparatele electrice analogice**

| Clasa de fiabilitate metrologică | $t$ [h] | $R_{min}(t)$ — | $\lambda_{max}\cdot10^6$ [h$^{-1}$] | $MTBF_{min}$ [h] |
|---|---|---|---|---|
| $R_I$ | 12 000 | 0,96—0,94 | 3—5 | 200 000—333 000 |
| $R_{II}$ | 8 000 | 0,96—0,92 | 5—10 | 100 000—200 000 |
| $R_{III}$ | 5 000 | 0,96—0,90 | 10—21 | 47 600—100 000 |
| $R_{IV}$ | 2 000 | 0,96—0,85 | 21—81 | 12 300—47 600 |
| $R_V$ | 500 | 0,96—0,80 | 81—446 | 2 240—12 300 |

bilitate $R_{IV}$ valoarea minimă a fiabilității metrologice este definită pentru $t = 2\,000$ ore și prezintă următoarele valori :

$$R_{min}(2\,000) \in [0,85,\ 0,96]\ ;$$
$$MTBF_{min} \in [12\,300,\ 47\,600]\ \text{ore}\ ; \qquad (3.27)$$
$$\lambda_{max} \in [21\cdot10^{-6},\ 81\cdot10^{-6}]\ \text{defectări pe oră.}$$

Deoarece orice mijloc de măsurare trebuie să furnizeze informații de măsurare afectate de erori inferioare erorilor limită prescrise este necesar ca fiecare mijloc de măsurare să fie verificat periodic la anumite intervale de timp, inferioare timpului mediu de bună funcționare, stabilite în funcție de clasa de fiabilitate metrologică și de gradul lui de utilizare.

## 3.6. REGIMUL DINAMIC AL CONVERTOARELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

### 3.6.1. CLASIFICAREA CONVERTOARELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

În cursul analizei caracteristicilor metrologice s-a presupus că mărimea de măsurat nu variază în timp. Se constată însă că în procesul de măsurare chiar dacă se măsoară o mărime constantă în timp nu este posibil să se obțină valoarea măsurată din momentul stabilirii mărimii de măsurat deoarece aparatul electric de măsurare nu atinge instantaneu poziția de echilibru. Cauzele care conduc la apariția acestui interval de timp sînt în principal inerțiile (mecanice, termice etc.) și frecările. Datorită lor aparatul de măsurare tinde să rămînă în poziția de echilibru și este nevoie de transmiterea unei anumite energii (energia de măsurare) pentru a-și modifica starea inițială. Transmiterea energiei de măsurare nu poate fi instantanee și ea este condiționată de structura lanțului de măsurare și de elementele constitutive ale convertoarelor de măsurare.

Deoarece intervalul de timp necesar pentru obținerea valorii măsurate influențează desfășurarea procesului de măsurare trebuie să se caracterizeze comportarea aparatului electric de măsurare atît la stabilirea mărimii de măsurat cît și la variația ei în timp.

În acest sens se disting următoarele categorii de măsurări :

— *măsurarea mărimilor constante în timp* sau a parametrilor globali constanți în timp pentru mărimile staționare. În acest caz se lasă mijlocului de măsurare timpul necesar pentru a prezenta valoarea mărimii măsurate. Acest interval de timp se numește timp de răspuns la care, eventual, se adaugă timpul de manevră, dacă fiecare măsurare trebuie să fie precedată de o manevră. Suma ambelor intervale constituie timpul de măsurare. Această categorie de măsurări constituie *măsurările statice.*

— *măsurarea mărimilor lent variabile în timp.* În acest caz mijlocul electric de măsurare nu urmărește instantaneu variația mărimii de măsurat ci rămîne în urmă în timp, adică măsoară corect dar cu o anumită întîrziere față de valorile mărimii măsurate. Acest interval de timp constituie timpul de întîrziere ;

— *măsurarea mărimilor rapid variabile în timp,* în care caz variațiile mărimii de măsurat pot fi suficient de rapide astfel încît unele mijloace de măsurare să nu poată urmări aceste variații sau să măsoare cu anumite erori, numite *erori dinamice.* Acest regim constituie *regimul dinamic propriu-zis.*

Pentru a se caracteriza comportarea mijloacelor electrice de măsurare în fiecare dintre cele trei categorii de măsurări s-au stabilit, drept criterii, răspunsul la trei funcții standard de intrare : *funcția treaptă* (variația instantanee a mărimii de intrare), *funcția liniar variabilă* (variația lentă a mărimii de intrare) și *funcția sinusoidală* (variația rapidă a mărimii de intrare). Funcțiile standard, alese convențional, corespund diverselor situații întîlnite în procesul de măsurare. Astfel, în cazul unui aparat analogic conectat într-un circuit dacă mărimea măsurată variază brusc acul indicator nu va indica instantaneu noua valoare ci va avea nevoie de un anumit timp, trecerea spre noua poziție făcîndu-se cu mai multe oscilații sau fără oscilații (fig. 3.21, *a*). În cazul unui termometru electric cu termorezistență dacă la un moment dat temperatura începe să crească el va măsura în continuare dar va măsura corect cu o anumită întîrziere (fig. 3.21, *b*). În cazul unui instrument magnetoelectric

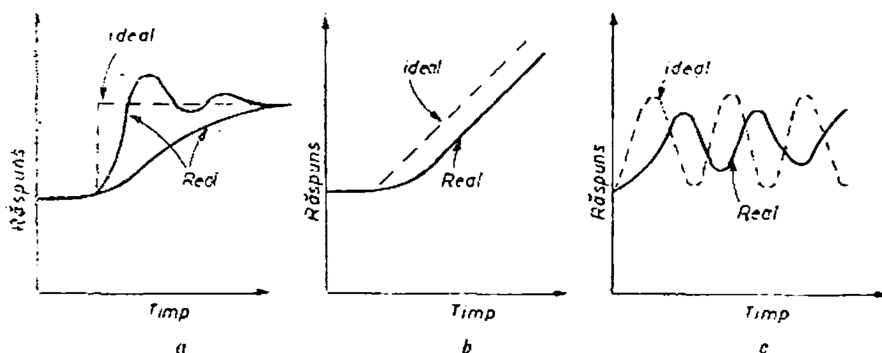



Fig. 3.21. Răspunsurile la funcțiile standard de intrare.

cu zero la mijloc dacă la un moment dat curentul începe să varieze cu o frecvență foarte mică (de ex. 1 Hz/oră) acul indicator va urmări fără dificultate această variație, iar dacă frecvența începe să crească acul indicator va urmări din ce în ce mai greu (apar micșorări de amplitudine și întîrzieri în timp) (fig. 3.21, c) pentru ca la frecvențe ridicate să rămînă pe loc. Deci amplitudinea și faza răspunsului sînt dependente de frecvența mărimii de intrare.

Dacă unui convertor electric de măsurare i se aplică la intrare o mărime $x(t)$, variabilă în timp, va rezulta la ieșire o mărime $y(t)$, de asemenea variabilă în timp, putîndu-se scrie relația

$$y(t) = R(t)x(t), \tag{3.28}$$

unde $R(t)$ reprezintă *răspunsul convertorului de măsurare.*

Răspunsul convertorului de măsurare este determinat de ecuația lui de funcționare și de aceea, în funcție de tipul ecuației, convertoarele electrice de măsurare se clasifică în trei categorii :

— *convertoare de măsurare de ordinul zero* a căror ecuație de funcționare este o ecuație diferențială de ordinul zero :

$$y(t) = x(t) ; \tag{3.29}$$

— *convertoare de măsurare de ordinul întîi* a căror ecuație de funcționare este o ecuație diferențială liniară cu coeficienți constanți de ordinul întîi :

$$\tau \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = x(t) ; \tag{3.30}$$

— *convertoare de măsurare de ordinul al doilea* a căror ecuație de funcționare este o ecuație diferențială liniară cu coeficienți constanți de ordinul al doilea :

$$a_0 \frac{d^2y(t)}{dt^2} + a_1 \frac{dy(t)}{dt} + a_2y(t) = x(t). \tag{3.31}$$

Prin rezolvarea acestor ecuații diferențiale, în funcție de mărimea de intrare $x(t)$, se poate predetermina mărimea de ieșire $y(t)$.

### 3.6.2. CARACTERIZAREA CONVERTOARELOR ELECTRICE DE MĂSURARE DE ORDINUL ÎNTÎI

Un exemplu de convertor de ordinul întîi îl constituie *traductorul termorezistiv* care introdus brusc într-un mediu cu temperatura $\theta_0$ va avea o viteză de variaţie a temperaturii

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{h}{C}(\theta_0 - \theta), \tag{3.32}$$

unde $h$ este coeficientul de transfer de căldură între mediu şi firul rezistiv iar $C$ este capacitatea calorică a traductorului.

Din ecuaţia (3.32) rezultă :

$$\frac{C}{h}\frac{d\theta}{dt} + \theta = \theta_0 \tag{3.33}$$

o ecuaţie diferenţială de ordinul întîi, similară ecuaţiei (3.30).

Dacă la intrarea convertorului de ordinul întîi se aplică funcţia treaptă (fig. 3.22, *a*) ;

$$x(t) = X_0 1(t), \tag{3.34}$$

unde $X_0$ este amplitudinea funcţiei treaptă iar $1(t)$ defineşte funcţia treaptă unitate

$$1(t) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } t < 0 \\ 1 \text{ pentru } t \geqslant 0 \end{cases} \tag{3.35}$$

rezultă

$$y(t) = X_0\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right), \tag{3.36}$$

care reprezintă răspunsul convertorului de ordinul întîi la funcţia treaptă (fig. 3.22, *b*). În ecuaţia (3.36) $\tau$ reprezintă *constanta de timp* şi ea reprezintă

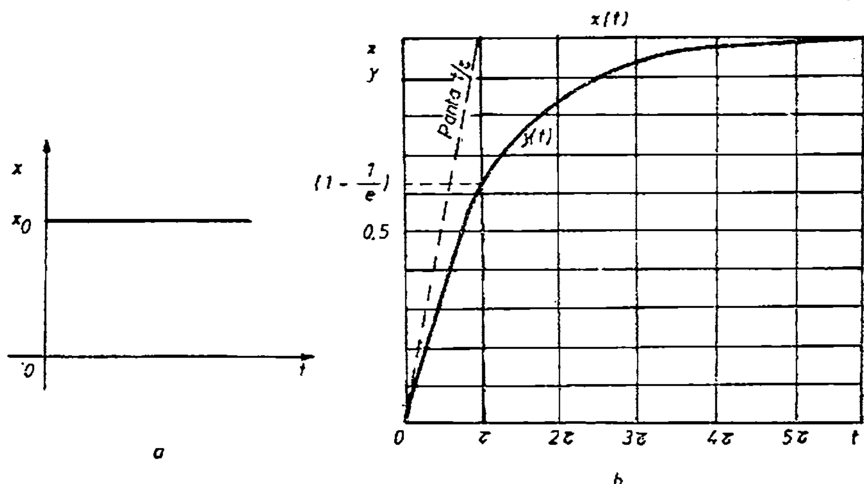



**Fig. 3.22. Caracterizarea convertorului de ordinul întîi la aplicarea funcţiei treaptă :** *a* — funcţia treaptă ; *b* — răspunsul convertorului.

viteza de răspuns a convertorului. De asemenea, constanta de timp reprezintă timpul după care mărimea de ieşire a atins $\left(1-\frac{1}{e}\right)=63{,}2\%$ din valoarea de echilibru. Constanta de timp nu se confundă cu timpul de răspuns care reprezintă timpul după care, cu o anumită eroare, este obţinută valoarea de echilibru. Din tabelul 3.4 se constată că pentru o eroare de 1% timpul de răspuns — care se notează $t_{99}$ — este de 4,61 τ, iar pentru o eroare de 0,1% timpul de răspuns este 6,91 τ.

*Tabelul 3.4*

**Timpul de răspuns în funcţie de eroarea de măsurare**

| Eroarea de măsurare | % | 10 | 5 | 2 | 1 | | 0,2 | 0,1 | 0,05 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Timpul de răspuns | s | 2,30τ | 3,00τ | 3,91τ | 4,61τ | 5,30τ | 6,21τ | 6,91τ | 7,60τ |

Dacă la intrarea convertorului de ordinul întîi se aplică funcţia liniar variabilă (fig. 3.23, *a*)

$$x(t) = At, \tag{3.37}$$

unde $A$ reprezintă viteza de variaţie a mărimii de măsurat, rezultă :

$$y(t) = A(t-\tau) + A\tau e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{3.38}$$

care reprezintă răspunsul convertorului de ordinul întîi la funcţia liniar variabilă (fig. 3.23, *b*).

Deoarece termenul exponenţial este neglijabil după 5 τ mărimea de ieşire la timpul $t$ corespunde mărimii de intrare la timpul $t - \tau$ şi în acest caz τ reprezintă *timpul de întîrziere*.

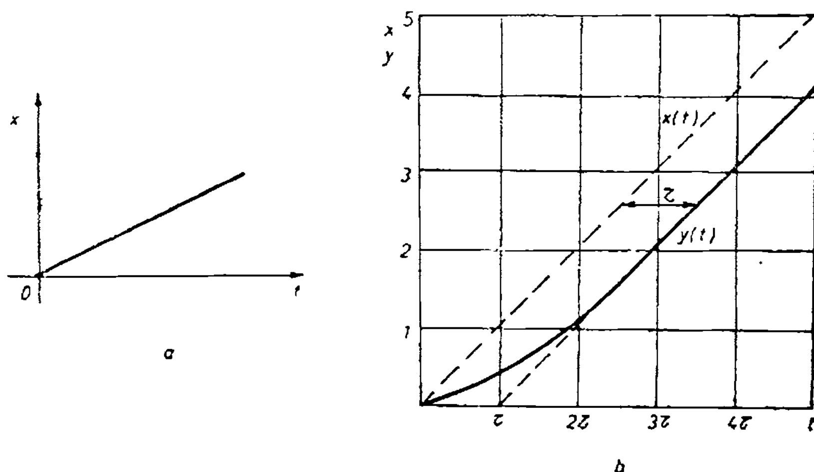



**Fig. 3.23. Caracterizarea convertorului de ordinul întîi la aplicarea funcţiei liniar variabilă :**

*a* — funcţia liniar variabilă ; *b* — răspunsul convertorului.

Dacă la intrarea convertorului de măsurare de ordinul întîi se aplică funcţia sinusoidală

$$x(t) = X_0 \cos \omega t, \tag{3.39}$$

va rezulta la ieşire o mărime sinusoidală

$$y(t) = Y_0 \cos (\omega t + \varphi). \tag{3.40}$$

Din ecuaţiile (3.30) şi (3.39) rezultă diagrama fazorială din figura 3.24, *a* din care se determină raportul dintre amplitudinea mărimii de ieşire şi amplitudinea mărimii de intrare, adică *răspunsul în amplitudine* pentru o frecvenţă dată :

$$\frac{Y_0}{X_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \tag{3.41}$$

obţinîndu-se în figura 3.24, *b caracteristica amplitudine-frecvenţă*.

Unghiul de defazaj între mărimea de ieşire şi cea de intrare este

$$\operatorname{tg} \varphi = -\tau\omega \tag{3.42}$$

obţinîndu-se în figura 3.24, *c caracteristica fază-frecvenţă*.

Folosind coordonatele polare, cele două curbe de răspuns în amplitudine şi fază pot fi reunite în *diagrama Nyquist* care constituie locul geometric al

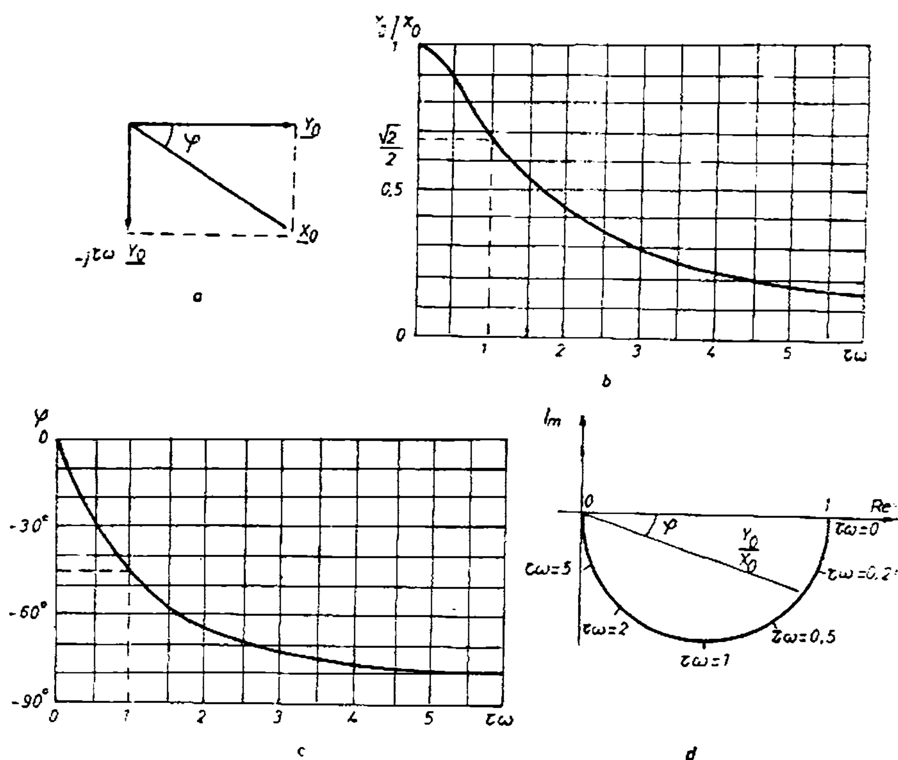



**Fig. 3.24. Caracterizarea convertorului de ordinul întîi la aplicarea funcţiei sinusoidale :** *a* — diagrama fazorială ; *b* — caracteristica amplitudine-frecvenţă ; *c* — caracteristica fază-frecvenţă ; *d* — diagrama Nyquist.

extremității vectorilor de modul $\frac{Y_0}{X_0}$ și de argument $\varphi$ cînd $\tau\omega$ variază de la zero la infinit. Pentru convertoarele de ordinul întîi diagrama Nyquist se reduce la un semicerc (fig. 3.24, *d*).

### 3.6.3. CARACTERIZAREA CONVERTOARELOR ELECTRICE DE MĂSURARE DE ORDINUL AL DOILEA

Un exemplu de convertor electric de măsurare de ordinul al doilea îl constituie instrumentele electrice analogice care convertesc mărimea electrică aplicată la intrarea într-o deviație a dispozitivului mobil asupra căruia acționează următoarele cupluri (fig. 3.25) : *cuplul activ* $M_a$ generat de mărimea electrică aplicată la intrare ; *cuplul forțelor de inerție* $M_i = J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$, unde $J$ este momentul de inerție față de axa de rotație ; *cuplul de amortizare* $M_{am} = A\frac{d\alpha}{dt}$ datorat dispozitivelor de amortizare, curenților induși sau frecărilor și *cuplul rezistent* $M_r = D\alpha$ produs de arcuri spirale.

Rezultă ecuația de funcționare a instrumentului analogic,

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_a, \quad (3.43)$$

deci o ecuație diferențială cu coeficienți constanți de ordinul al doilea similară ecuației (3.31) (anexa III).

Pentru determinarea răspunsului la funcțiile standard se preferă ca în ecuația (3.31) să se introducă parametrii

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a_2}{a_0}} \qquad \beta = \frac{a_1}{\sqrt{2a_0a_2}}, \quad (3.44)$$

unde $\omega_0$ este *pulsația proprie* și $\beta$ este *gradul de amortizare.*

Dacă la intrarea convertorului de ordinul al doilea se aplică funcția treaptă (3.34) răspunsul convertorului depinde de valoarea gradului de amortizare $\beta$ ceea ce conduce la trei regimuri de funcționare :

— *regimul oscilatoriu amortizat* pentru $\beta < 1$ cu soluția

$$y(t) = X_0\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}}\sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}t + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right)\right]; \quad (3.45)$$

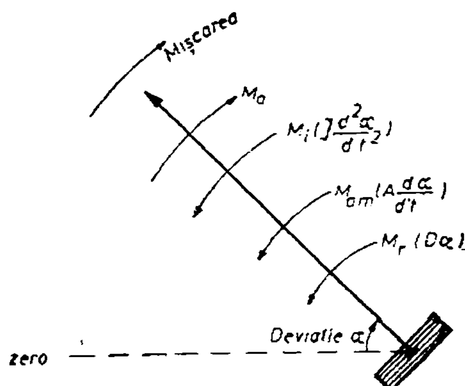



**Fig. 3.25. Cuplurile principale dintr-un instrument analogic.**

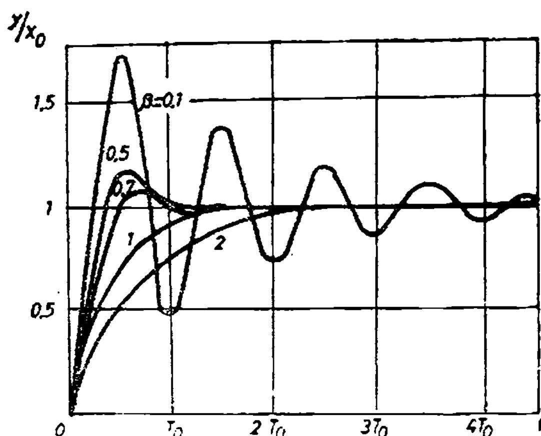



Fig. 3.26. Răspunsul convertorului de ordinul al doilea la funcția treaptă.

— *regimul aperiodic critic* pentru $\beta = 1$ cu soluția

$$y(t) = X_0[1 - (1 + \omega t)e^{-\omega_0 t}]; \qquad (3.46)$$

— *regimul aperiodic supraamortizat* pentru $\beta > 1$ cu soluția

$$y(t) = X_0\left[1 - \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2-1}}\,\text{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2 - 1}\,t + \text{arctg}\frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta}\right)\right]. \qquad (3.47)$$

Reprezentarea grafică a acestor funcții, pentru diverse valori ale lui $\beta$ este prezentată în figura 3.26.

Și pentru convertoarele de măsurare de ordinul al doilea timpul de răspuns reprezintă timpul după care, cu o anumită eroare, este obținută valoarea de echilibru. În acest sens, prin STAS 4640/2-74 „Aparate electrice de măsurare indicatoare și accesoriile lor. Condiții tehnice generale de calitate" se stabilește pentru instrumentele electrice analogice ca timpul de răspuns să fie de maxim 4 s la poziția de echilibru cu o abatere de 1,5% din lungimea scării gradate, după aplicarea bruscă a unei mărimi de măsurat a cărei valoare corespunde cu $\frac{2}{3}$ din lungimea scării gradate.

De obicei se realizează condiția $0,7 < \beta < 0,9$ ceea ce permite ca poziția de echilibru să fie atinsă cu o eroare de 0,1% după efectuarea unui singur maxim.

Dacă la intrarea convertorului de ordinul al doilea se aplică o funcție sinusoidală din ecuațiile (3.31) și (3.40) se obține diagrama fazorială (fig. 3.27, *a*) din care se determină răspunsul în amplitudine pentru o frecvență dată:

$$\frac{|Y_0|}{|X_0|} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) + 4\beta^2\frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}, \qquad (3.48)$$

obținîndu-se în figura 3.27, *b* caracteristica amplitudine-frecvență.

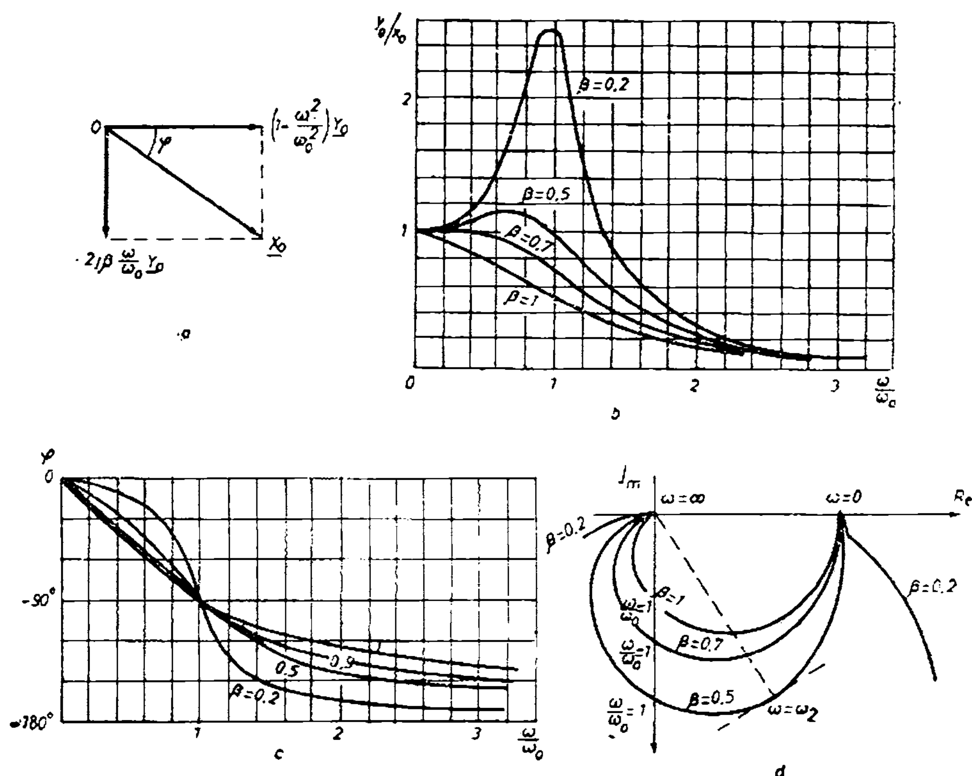



**Fig. 3.27. Caracterizarea convertorului de ordinul al doilea la aplicarea funcției sinusoidale :** *a* — diagrama fazorială ; *b* — caracteristica amplitudine-frecvență ; *c* — caracteristica fază-frecvență ; *d* — diagrama Nyquist.

Unghiul de defazaj dintre mărimea de ieșire și cea de intrare este

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\beta}{\frac{\omega_0}{\omega}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}, \tag{3.49}$$

obținîndu-se în figura 3.27, *c* caracteristica fază-frecvență.

Diagrama Nyquist corespunzătoare convertorului de ordinul al doilea este redată în figura 3.27, *d*.

### 3.6.4. CARACTERISTICILE DINAMICE ALE CONVERTOARELOR ELECTRICE DE MĂSURARE

Analiza răspunsurilor convertoarelor electrice de măsurare la cele trei funcții standard : treaptă, liniar variabilă, sinusoidală a condus la definirea unor caracteristici dinamice, care pot fi determinate experimental fără dificultăți și care permit să se estimeze cu o bună aproximație comportarea convertoarelor electrice de măsurare în regim dinamic : lărgimea de bandă, timpul de întîrziere, timpul de creștere, supracreșterea.

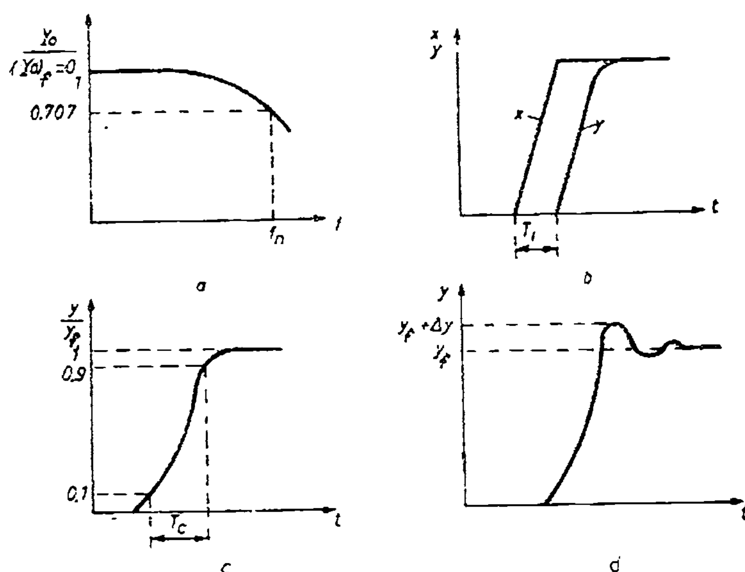



**Fig. 3.28. Definirea caracteristicilor dinamice :**

*a* — lărgimea de bandă ; *b* — timpul de întîrziere ; *c* — timpul de creștere ; *d* — supracreșterea.

— *Lărgimea de bandă* (sau banda de frecvență) *B* este definită prin frecvența la care caracteristica amplitudine-frecvență prezintă o scădere de 3 dB $\left(\text{de } \frac{\sqrt{2}}{2} \text{ ori}\right)$ față de valoarea ei la frecvența zero (corespunzătoare regimului static) (fig. 3.28, *a*).

— *Timpul de întîrziere* $T_i$ reprezintă decalajul de timp al răspunsului la funcția liniar variabilă ($\tau$). Timpul de întîrziere poate fi considerat aproximativ și ca întîrzierea cu care răspunde convertorul la o funcție de orice formă cu condiția ca cea mai mare parte a energiei din spectrul acestei funcții să fie în banda de frecvență *B* a convertorului (fig. 3.28, *b*).

— *Timpul de creștere* $T_c$ este definit, convențional, ca intervalul de timp între punctele de 10% și 90% din valoarea finală, pe curba de răspuns la funcția treaptă (fig. 3.28, *c*).

— *Supracreșterea* $\Delta y/y$, exprimată de obicei în procente, reprezintă depășirea maximă a valorii finale y a mărimii de ieșire cu cantitatea $\Delta y$, la aplicarea funcției treaptă la intrare (fig. 3.28, *d*).

Rezultă deci că pentru caracterizarea comportării mijloacelor electrice de măsurare în regim dinamic trebuie analizate toate convertoarele existente în structura lanțului de măsurare, stabilindu-se comportarea lor și rezultînd în final caracteristicile dinamice ale întregului lanț de măsurare, deci ale mijlocului electric de măsurare.

# 4
# ESTIMAREA ERORILOR DE MĂSURARE

## 4.1. CLASIFICAREA ERORILOR DE MĂSURARE

Pentru a se determina erorile care afectează rezultatul măsurării, precum și factorii care le produc, trebuie să se țină seama că mijlocul electric de măsurare măsoară o mărime care este implicată în fenomenul supus măsurării împreună cu alte mărimi, că această mărime trebuie corect definită, că măsurarea se desfășoară într-un mediu ambiant și rezultatul măsurării are un beneficiar.

În figura 4.1 sînt evidențiate principalele elemente care sînt prezente în procesul de măsurare și erorile de măsurare pot fi clasificate după proveniența lor în erori datorate : fenomenului supus măsurării, mijlocului electric de măsurare, mediului ambiant, interacțiunii mijloc de măsurare-fenomen supus măsurării, interacțiunii beneficiarului măsurării-mijloc de măsurare.

În figura 4.1, $x$ este mărimea de măsurat, $q_k'$, $q_k''$ sînt mărimile de influență prezente în fenomenul supus măsurării, respectiv în mediul ambiant corespunzător mijlocului de măsurare, iar $y$ este valoarea măsurată obținută de la mijlocul de măsurare de către beneficiarul măsurării.

*Erorile de model* sînt datorate fenomenului supus măsurării și ele provin din simplificarea sistemului fizic asupra căruia se efectuează măsurarea neglijîndu-se unele proprietăți sau mărimi fizice caracteristice acestuia. Exemple : măsurarea rezistenței unui rezistor care este și sediul unei tensiuni termoelectrice, fenomenul de polarizare la măsurarea rezistențelor de valori foarte mari, instabilitatea în timp a mărimii măsurate etc.

*Erorile de influență* reprezintă erorile introduse de factorii de mediu care pot influența mărimea de măsurat. Exemple : umiditatea mediului ambiant la măsurarea grosimii hîrtiei cu grosimetre electrice capacitive, neomogenitatea materialului la măsurarea grosimii tablelor cu grosimetre cu radiații nucleare etc.

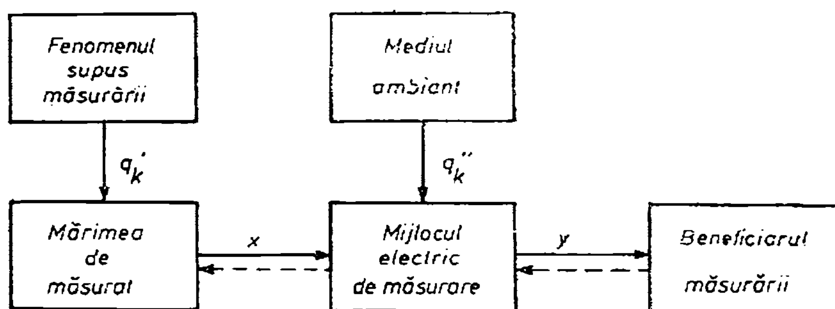



Fig. 4.1. Principalele surse de erori în procesul de măsurare.

*Erorile instrumentale* reprezintă erorile proprii ale mijloacelor electrice de măsurare fiind cuprinse, de regulă, între limite cunoscute în funcţie de modul de definire a preciziei — par. 3.3 — precum şi erorile suplimentare datorită mărimilor de influenţă, de ex.: temperatura, cîmpurile electromagnetice, umiditatea etc.

*Erorile de interacţiune dintre mijlocul electric de măsurare şi fenomenul supus măsurării* sînt cauzate de acţiuni electromagnetice sau mecanice exercitate de mijlocul de măsurare asupra fenomenului supus măsurării şi reciproc. Exemple : măsurarea temperaturii folosind un traductor rezistiv de mărime suficient de mare pentru ca să perturbe temperatura ce se măsoară, măsurarea tensiunii electrice cu un voltmetru cu impedanţă mică de intrare sau măsurarea intensităţii curentului electric cu un ampermetru de impedanţă mare în cazul perturbării circuitului supus măsurării etc.

*Erorile de interacţiune dintre beneficiarul măsurării şi mijlocul electric de măsurare* sînt cauzate de neasigurarea de către beneficiar a condiţiilor nominale de utilizare a mijlocului electric de măsurare. Exemple : alimentarea cu o tensiune cu mult diferită de intervalul nominal de tensiune, alimentarea cu o tensiune alternativă de frecvenţă mult diferită de intervalul nominal, folosirea în poziţie necorespunzătoare a mijlocului de măsurare etc.

După caracterul lor erorile de măsurare se clasifică în : *erori sistematice, erori aleatoare* şi *erori grosolane* (greşeli).

Dacă se repetă măsurarea unei mărimi în condiţii practic identice (respectiv cu aceleaşi mijloace şi metode de măsurare, de către acelaşi operator şi sub acţiunea aceloraşi mărimi de influenţă) se constată că valorile măsurate obţinute diferă între ele rezultînd un şir de valori măsurate $X_1, \ldots, X_k, \ldots, X_n$.

Dacă se repetă măsurarea în condiţii practic identice atît pentru un număr foarte mare de măsurări (teoretic infinit de mare) cît şi pentru un număr mic de măsurări se obţin două şiruri distincte de valori măsurate şi de aceea dacă se reprezintă grafic frecvenţele de apariţie a valorii măsurate în funcţie de valorile măsurate se obţin (fig. 4.2) două curbe care diferă între ele. În figura 4.2 $X_e$ este valoarea adevărată a mărimii, $m$ — media valorilor măsurate pentru un număr infinit de măsurări şi $\overline{X}$ — media valorilor măsurate pentru un număr finit de măsurări.

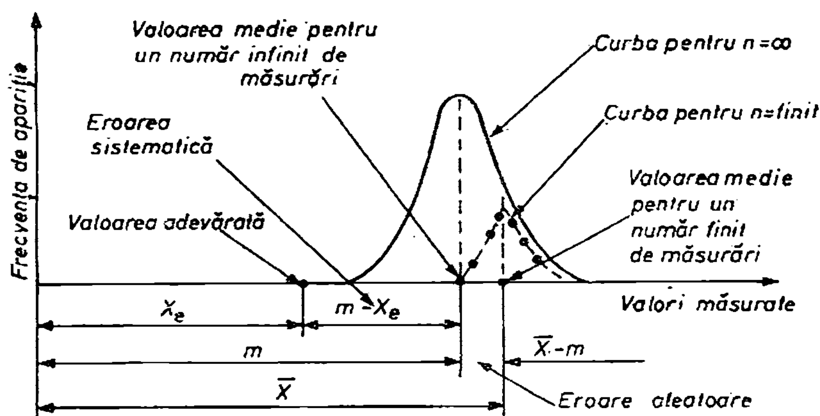



Fig. 4.2. Definirea erorilor de măsurare sistematice şi aleatoare.

*Eroarea sistematică* este reprezentată de diferența $m - X_e$, dintre media valorilor pentru un număr infinit de măsurări și valoarea adevărată a mărimii. Cauzele erorilor sistematice pot fi cunoscute sau necunoscute. Erorile sistematice determinabile se elimină prin corecții, de ex. erorile de metodă. Erorile sistematice se estimează în funcție de caracteristicile metrologice ale mijloacelor de măsurare utilizate și de contribuția tuturor factorilor ce intervin în procesul de măsurare.

*Eroarea aleatoare* este reprezentată de diferența $\bar{X} - m$, dintre media valorilor măsurate pentru un număr finit de măsurări și media valorilor măsurate pentru un număr infinit de măsurări. Erorile aleatoare variază în mod imprevizibil, atît ca valoare cît și ca semn, la repetarea măsurării în condiții neschimbate. Erorile aleatoare nu pot fi eliminate prin corecții și folosind legile statisticii este posibil doar să se estimeze erorile limită despre care se poate afirma, cu o anumită probabilitate, că nu vor fi depășite de erorile aleatoare.

*Erorile grosolane* (greșeli) sînt introduse prin alegerea greșită a metodei sau a mijloacelor de măsurare, neatenției în timpul măsurării, calculelor eronate etc. Estimarea erorilor de măsurare se face numai după ce greșelile au fost depistate și eliminate.

Din punct de vedere al regimului mărimii de măsurat erorile pot fi *statice* sau *dinamice*.

*Eroarea statică* reprezintă eroarea de măsurare care rezultă la un regim staționar constant al mărimii de măsurat.

*Eroarea dinamică* este eroarea de măsurare care rezultă la un regim variabil al mărimii de măsurat. Erorile dinamice depind atît de caracteristicile mijloacelor și metodelor de măsurare utilizate cît și de natura variațiilor mărimii de măsurat.

După modul cum sînt exprimate, erorile pot fi : *absolute, relative* și *raportate*.

*Eroarea absolută* este diferența dintre valoarea măsurată și valoarea mărimii măsurate :

$$\Delta X = X - X_e. \tag{4.1}$$

Eroarea absolută are aceleași dimensiuni fizice ca și mărimea măsurată și se exprimă în aceleași unități de măsură.

Eroarea absolută cu semn schimbat se numește *corecție*.

*Eroarea relativă* este raportul dintre eroarea absolută și valoarea mărimii măsurate :

$$\frac{\Delta X}{X_e} = \frac{X - X_e}{X_e}. \tag{4.2}$$

Eroarea relativă este o mărime adimensională și se exprimă ca un număr, în procente sau în părți pe milion (de ex., $2 \cdot 10^{-4}$, sau 0,02% sau 200 ppM).

*Eroarea raportată* este raportul dintre eroarea absolută și o valoare convențională $X_c$ a mărimii de măsurat

$$\frac{\Delta X}{X_c} = \frac{X - X_e}{X_c}. \tag{4.3}$$

Eroarea raportată se exprimă ca și eroarea relativă.

Valoarea măsurată se prezintă împreună cu eroarea de măsurare exprimată în aceleași unități sau sub formă de eroare relativă pentru a se putea aprecia precizia măsurării.

## 4.2. ESTIMAREA ERORILOR ALEATOARE

În tratarea matematică a erorilor aleatoare se admite, în general, că distribuția probabilității erorilor este dată de *legea normală* — legea erorilor a lui Gauss :

$$y = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}}, \tag{4.4}$$

unde : $y$ este densitatea de probabilitate ; $x$ — variabila (valoarea măsurată) ; $m$ — valoarea medie ; $\sigma$ — eroarea medie pătratică.

Teoretic, cei doi parametri $m$ și $\sigma$ ai distribuției normale pot fi determinați cu formulele

$$m = \lim_{n\to\infty} \frac{\sum_{k=1}^{n} X_k}{n}, \qquad \sigma = \lim_{n\to\infty} \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n} (X_k - m)^2}{n}}, \tag{4.5}$$

unde $X_k$ reprezintă valorile măsurate ce formează șirul de $n$ valori.

Legea normală de distribuție redă proprietatea de simetrie a erorilor aleatoare (erorile aleatoare cu semne diferite se întîlnesc cu aceeași probabilitate) și proprietatea de concentrare (erorile aleatoare mici în valoare absolută apar mai frecvent decît cele mari). Aceste proprietăți sînt caracteristice aproape tuturor cazurilor practice de măsurări.

Se calculează că probabilitatea ca $y$ să ia valori în afara intervalului $m \pm \pm 3\sigma$ este foarte mică, de 0,27%, ceea ce înseamnă că 99,73% din valorile măsurate vor fi grupate în intervalul $\pm 3\sigma$ față de valoarea medie. De aceea valoarea $3\sigma$ poate fi considerată ca eroare limită.

Aplicarea formulelor (4.5) necesită un număr foarte mare de măsurări (practic cel puțin 50) și de aceea se estimează parametrii $m$ și $\sigma$ pornind de la un număr relativ mic de măsurări (cel puțin 4—5 măsurări).

În acest caz media $m$ se estimează prin media aritmetică

$$\bar{X} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^{n} X_k \tag{4.6}$$

și media aritmetică se consideră ca rezultat al măsurării.

Eroarea medie pătratică se estimează prin mărimea

$$s = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{n} (X_k - \bar{X})^2}{n-1}} \tag{4.7}$$

care reprezintă *eroarea medie pătratică a unei măsurări.*

*Eroarea medie pătratică a valorii medii* se estimează prin

$$s_{\bar{x}} = \frac{s}{\sqrt{n}}. \tag{4.8}$$

*Eroarea limită a mediei aritmetice* obținute dintr-un șir de măsurări este :

$$\delta = t s_{\bar{x}} = \frac{ts}{\sqrt{n}}, \tag{4.9}$$

unde $t$ este un coeficient de amplificare ce reprezintă *parametrul distribuției Student* pentru o anumită probabilitate (*nivel de încredere*) (tab. 4.1).

**Valori ale parametrului $t$ pentru distribuția Student în funcție de nivelul de încredere $P^*$ și numărul de măsurări $n$**

| $n$ \ $P^*$ | 0,683 | 0,900 | 0,950 | 0,955 | 0,990 | 0,997 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 2 | 1,83 | 6,31 | 12,71 | 13,97 | 63,66 | — |
| 3 | 1,32 | 2,92 | 4,30 | 4,53 | 9,92 | 19,21 |
| 4 | 1,20 | 2,35 | 3,18 | 3,31 | 5,84 | 9,22 |
| 5 | 1,14 | 2,13 | 2,78 | 2,87 | 4,60 | 6,62 |
| 6 | 1,11 | 2,02 | 2,57 | 2,65 | 4,03 | 5,51 |
| 7 | 1,09 | 1,94 | 2,45 | 2,52 | 3,71 | 4,90 |
| 8 | 1,08 | 1,90 | 2,36 | 2,43 | 3,50 | 4,53 |
| 9 | 1,07 | 1,86 | 2,31 | 2,38 | 3,36 | 4,28 |
| 10 | 1,06 | 1,83 | 2,26 | 2,33 | 3,25 | 4,09 |
| 11 | 1,05 | 1,81 | 2,23 | 2,30 | 3,17 | 3,96 |
| 12 | 1,05 | 1,79 | 2,20 | 2,27 | 3,11 | 3,86 |
| 13 | 1,04 | 1,78 | 2,18 | 2,24 | 3,05 | 3,77 |
| 14 | 1,04 | 1,77 | 2,16 | 2,22 | 3,01 | 3,71 |
| 15 | 1,04 | 1,76 | 2,14 | 2,20 | 2,98 | 3,64 |
| 16 | 1,03 | 1,75 | 2,13 | 2,18 | 2,95 | 3,59 |
| 17 | 1,03 | 1,74 | 2,12 | 2,17 | 2,92 | 3,54 |
| 18 | 1,03 | 1,74 | 2,11 | 2,16 | 2,90 | 3,51 |
| 19 | 1,03 | 1,73 | 2,10 | 2,15 | 2,88 | 3,48 |
| 20 | 1,03 | 1,73 | 2,09 | 2,14 | 2,86 | 3,45 |
| $\infty$ | 1,00 | 1,64 | 1,96 | 2,00 | 2,58 | 3,00 |

Pentru măsurările electrice curente se poate alege o probabilitate $P^*$ de 95% iar pentru cele de precizie ridicată se recomandă 99,73%.

Rezultă că pentru o probabilitate $P^*$, oricare dintre valorile măsurate se află în intervalul

$$[\bar{X} - ts, \bar{X} + ts] \tag{4.10}$$

iar media $\bar{X}$ se află în intervalul

$$[\bar{X} - \delta, \bar{X} + \delta]. \tag{4.11}$$

În cazul în care erorile sistematice sînt neglijabile rezultatul măsurării se exprimă sub forma

$$X = \bar{X} \pm \delta \tag{4.12}$$

cu specificarea probabilității asociate.

## 4.3. ESTIMAREA ERORILOR SISTEMATICE

În cazul unei măsurări pentru care erorile aleatoare sînt neglijabile, pentru a se estima erorile sistematice vor fi luate în considerare erorile: de model, instrumentale, de interacțiune și de influență.

În acest caz mărimea de ieșire a mijlocului electric de măsurare poate fi exprimată printr-o funcție

$$y = f(x) + f_0(x) + f_m(x) + f_r'(x) + f_r''(x) + \sum_{k=1}^{n} f_k'(q_k') + \sum_{k=1}^{n} f_k''(q_k''), \tag{4.13}$$

unde $f(x)$ reprezintă funcția de transfer nominală, $f_0(x)$ — abaterea de la $f(x)$ datorită mijlocului de măsurare, $f_m(x)$ — eroarea de model, $f_r'(x)$ —eroarea de interacțiune dintre mijlocul electric de măsurare și fenomenul supus măsurării, $f_r''(x)$ — eroarea de interacțiune dintre beneficiarul măsurării și mijlocul electric de măsurare, $f_k'(q_k')$ respectiv $f_k''(q_k'')$ funcțiile de influență corespunzătoare mărimilor de influență (fig. 4.1).

În ecuația (4.13) se presupune că mărimile implicate nu sînt conectate între ele, ipoteză ce se confirmă în majoritatea situațiilor.

Deoarece este foarte dificil să se predetermine eroarea totală și să se stabilească limite care să nu fie depășite, chiar în cazul condițiilor celor mai defavorabile, se procedează prin metoda separării efectelor.

În acest sens eroarea datorată mijlocului electric se măsurare este

$$\Delta x_{in} = f_0(x) + \sum_{k=1}^{n} f_k''(q_k''). \tag{4.14}$$

În ceea ce privește erorile de influență asupra mijlocului electric de măsurare se stabilește, prin norme, un set de valori și de intervale de referință care constituie condițiile de referință, în care mijlocul de măsurare a fost etalonat astfel încît se poate scrie :

$$\sum_{k=1}^{n} f_k''(q_k'') = 0. \tag{4.15}$$

În condiții de referință eroarea instrumentală va fi datorată numai mijlocului de măsurare

$$\Delta x_{in} = f_0(x). \tag{4.16}$$

Deoarece abaterea de la funcția de transfer nominală poate lua diverse valori în intervalul de măsurare s-a introdus, noțiunea de eroare intrinsecă — $\Delta X_i$ — ca fiind egală cu eroarea limită de măsurare — $\Delta X_l$ — în condiții de referință, garantîndu-se că pentru întreg intervalul de măsurare se îndeplinește condiția

$$\Delta x_{in} = f_0(x) \leqslant \Delta X_i = \Delta X_l. \tag{4.17}$$

Dacă mărimile de influență au valori în afara intervalelor de referință, dar în interiorul intervalelor de utilizare, se stabilesc prin norme, separat pentru fiecare mărime de influență, erori suplimentare — $\Delta X_{vk}$ — astfel încît

$$\sum_{k=1}^{n} f_k''(q_k'') \leqslant \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{vk}. \tag{4.18}$$

În acest caz eroarea limită de măsurare este

$$\Delta X_l = \Delta X_i + \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{vk} \tag{4.19}$$

şi se garantează că pentru întreg intervalul de măsurare, eroarea de măsurare introdusă de mijlocul electric de măsurare îndeplineşte condiţia

$$\Delta x_{in} = f_0(x) + \sum_{k=1}^{n} f_k''(q_k'') \leqslant \Delta X_l. \tag{4.20}$$

Estimarea erorii limită de măsurare prin însumarea aritmetică a erorii intrinseci cu erorile suplimentare conduce însă la o estimare pesimistă deoarece şansele ca toate condiţiile cele mai defavorabile să fie simultan îndeplinite sînt foarte mici. De aceea există propuneri ca pentru o estimare mai realistă să se utilizeze însumarea pătratică a erorilor componente pentru a se obţine eroarea limită

$$\Delta X_l = \sqrt{\Delta X_i^2 + \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{vk}^2}. \tag{4.21}$$

În privinţa erorilor de influenţă $-\sum_{k=1}^{n} f_k'(q_k')$ — asupra mărimii de măsurat se stabilesc prin norme intervale de referinţă în care se consideră :

$$\sum_{k=1}^{n} f_k'(q_k') = 0 \tag{4.22}$$

existînd tendinţa că în cazul în care mărimile de influenţă au valori în afara intervalelor de referinţă, dar în interiorul intervalelor de utilizare, să se stabilească pentru fiecare mărime de influenţă erori suplimentare — $\Delta X_{sk}$ — astfel încît

$$\sum_{k=1}^{n} f_k'(q_k') \leqslant \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{sk}. \tag{4.23}$$

Rezultă deci că în cazul erorilor sistematice preponderente într-o măsurare eroarea limită de măsurare totală se estimează prin relaţia :

$$\varepsilon = f_m(x) + f_r'(x) + f_r''(x) + \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{sk} + \Delta X_l. \tag{4.24}$$

În ceea ce priveşte erorile de model — $f_m(x)$ — şi erorile de interacţiune — $f_r'(x)$, $f_r''(x)$ — trebuiesc alese metodele electrice de măsurare şi mijloacele electrice de măsurare precum şi măsurile corespunzătoare pentru efectuarea corectă a măsurării astfel încît aceste erori să fie neglijabile în raport cu celelalte erori, deci :

$$f_m(x) + f_r'(x) + f_r''(x) \ll \Delta X_l + \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{sk}. \tag{4.25}$$

În general, se consideră că, o măsurare este corect efectuată dacă se îndeplineşte condiţia (4.25) şi eroarea limită de măsurare totală este dată de relaţia:

$$\varepsilon = \Delta X_l + \sum_{k=1}^{n} \Delta X_{sk}, \tag{4.26}$$

unde componenta principală trebuie să o constituie eroarea limită de măsurare a mijlocului electric de măsurare.

În cazul în care erorile aleatoare sînt neglijabile rezultatul măsurării se exprimă sub forma

$$X = X_m \pm \varepsilon, \tag{4.27}$$

unde $X_m$ este valoarea măsuată iar $\varepsilon$ este eroarea limită totală.

În cazul măsurărilor de precizie ridicată trebuie luate în considerare atît erorile aleatoare cît și cele sistematice. Folosind relațiile din figura 4.2 rezultă că *eroarea limită totală de măsurare* se poate obține prin însumarea celor două erori :

$$e = \varepsilon + \delta. \tag{4.28}$$

Compunerea prin însumare liniară conduce însă la o eroare totală, în general, mult prea mare și de aceea există recomandarea ca să se efectueze o însumare pătratică a erorilor

$$e = \sqrt{\varepsilon^2 + \delta^2}. \tag{4.29}$$

Rezultatul măsurării se exprimă prin :

$$X = \bar{X} \pm e. \tag{4.30}$$

Este de menționat că rezultatele măsurărilor trebuie să fie prezentate numai prin numere formate din cifre semnificative, eliminîndu-se prin rotunjire cifrele care nu aduc nici o informație. Rotunjirea se efectuează prin lipsă sau prin adaos. Astfel ultima cifră care se păstrează rămîne neschimbată atunci cînd cifra care urmează după ea și se elimină este 0, 1, 2, 3 sau 4 (rotunjire prin lipsă). Ultima cifră care se păstrează se mărește cu 1 atunci cînd cifra care urmează după ea și se elimină este 6, 7, 8 sau 9. Dacă se elimină cifra 5 atunci cifra din stînga rămîne neschimbată dacă este pară, iar dacă este impară se mărește cu o unitate. Dacă după rotunjire, numărul se termină cu zerouri el se va scrie ca un produs dintre un număr și o putere a lui 10. Respectînd aceste reguli de rotunjire rezultă că eroarea unui număr rotunjit este mai mică decît jumătate din unitatea ce ocupă locul ultimei cifre păstrate.

Exemple de rotunjiri. S-au obținut următoarele rezultate :

$X_1 = 2\,003{,}88 \pm 0{,}0332$ ; $X_2 = 158{,}375 \pm 0{,}2278$ ; $X_3 = 586\,278 \pm 588$

Rezultatele rotunjite vor fi :

$X_1 = 2\,003{,}88 \pm 0{,}03$ ; $X_2 = 158{,}38 \pm 0{,}23$ sau $158{,}4 \pm 0{,}2$

$X_3 = 5{,}863 \cdot 10^5 \pm 600$

## 4.4. ESTIMAREA ERORILOR TOTALE PENTRU METODELE INDIRECTE DE MĂSURARE

În cazul metodelor indirecte de măsurare, valoarea mărimii măsurate se obține în funcție de alte mărimi $a$, $b$, $c, \ldots$ măsurate separat, prin relația

$$X = f(a,\ b,\ c, \ldots) \tag{4.31}$$

Presupunînd că mărimile măsurate sînt afectate de erori sistematice — erorile limită de măsurare — $\Delta a$, $\Delta b$, $\Delta c$,... — atunci mărimea $X$ se determină cu o eroare sistematică $\Delta X$ :

$$X + \Delta X = f(a + \Delta a,\ b + \Delta b,\ c + \Delta c, \ldots), \tag{4.32}$$

de unde

$$\Delta X = f(a + \Delta a,\ b + \Delta b,\ c + \Delta c, \ldots) - f(a,\ b,\ c, \ldots). \tag{4.33}$$

Dezvoltînd în serie Taylor și neglijînd termenii de ordin superior se obține :

$$\Delta X_l = \left|\frac{\partial f}{\partial a}\right| \Delta a + \left|\frac{\partial f}{\partial b}\right| \Delta b + \left|\frac{\partial f}{\partial c}\right| \Delta c + \ldots \tag{4.34}$$

unde toți termenii se iau în valoare pozitivă.

Eroarea relativă limită de măsurare este deci

$$\frac{\Delta X_l}{X} = \left|\frac{\partial f}{\partial a}\right| \frac{\Delta a}{|f|} + \left|\frac{\partial f}{\partial b}\right| \frac{\Delta b}{|f|} + \left|\frac{\partial f}{\partial c}\right| \frac{\Delta c}{|f|} + \ldots \tag{4.35}$$

În tabelul 4.2 sînt prezentate formulele pentru calculul erorilor limită totale pentru unele formule întîlnite curent.

*Tabelul 4.2*

**Formule pentru calculul erorilor limită**

| Funcția $X = f(a,b)$ | Eroarea limită $\Delta X_l$ | Eroarea relativă limită $\frac{\Delta X_l}{X}$ |
|---|---|---|
| $a + b$ | $\Delta a + \Delta b$ | $\frac{\Delta a + \Delta b}{\lvert a + b \rvert}$ |
| $a - b$ | $\Delta a + \Delta b$ | $\frac{\Delta a + \Delta b}{\lvert a - b \rvert}$ |
| $ab$ | $\Delta a \lvert b \rvert + \Delta b \lvert a \rvert$ | $\frac{\Delta a}{\lvert a \rvert} + \frac{\Delta b}{\lvert b \rvert}$ |
| $\frac{a}{b}$ | $\frac{\Delta a \lvert b \rvert + \Delta b \lvert a \rvert}{b^2}$ | $\frac{\Delta a}{\lvert a \rvert} + \frac{\Delta b}{\lvert b \rvert}$ |
| $a^n$ | $\Delta a \lvert n a^{n-1} \rvert$ | $\lvert n \rvert \frac{\Delta a}{\lvert a \rvert}$ |

În cazul în care mărimile $a$, $b$, $c$,... ce se măsoară separat sînt afectate numai de erori aleatoare atunci eroarea medie pătratică a mărimii $X$ se exprimă în funcție de erorile medii pătratice ale mărimilor $a$, $b$, $c$,... cu formula:

$$\sigma = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial a}\right)^2 \sigma_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b}\right)^2 \sigma_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c}\right)^2 \sigma_c^2 + \ldots} \tag{4.36}$$

Cu aproximație suficient de bună, aceeași formulă poate fi folosită și pentru estimările erorii medii pătratice:

$$s = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial a}\right)^2 s_a^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial b}\right)^2 s_b^2 + \left(\frac{\partial f}{\partial c}\right)^2 s_c^2 + \ldots}, \tag{4.37}$$

unde $s$ este estimarea lui $\sigma$, iar $s_a$ este estimarea lui $\sigma_a$.

Aceste formule sînt valabile dacă mărimile $a$, $b$, $c$... sînt independente.

## 4.5. ESTIMAREA ERORII REZULTANTE A UNUI LANȚ DE MĂSURARE

Lanțurile de măsurare, formate din convertoare electrice de măsurare conectate în serie, se întîlnesc atît în structura mijloacelor electrice de măsurare cît și în componența sistemelor de reglare automată și din ce în ce mai des în componența sistemelor de măsurare care utilizează magistrale de date.

Estimarea erorii rezultante este necesară pentru proiectanți și utilizatori precum și pentru metrologii care verifică unele componente ale lanțului de măsurare și estimează eroarea rezultantă (de ex. în sistemele de telemăsurare de pe nave maritime sau cosmice).

În figura 4.3 se consideră un lanț de măsurare format din $n$ convertoare electrice de măsurare cu caracteristici de conversie nominale liniare:

$$Y_k = S_k X_k\,;\; X_k = C_k Y_k\,;\; k = 1, 2, \ldots, n, \tag{4.38}$$

de unde rezultă caracteristicile de conversie nominală a întregului lanț de măsurare:

$$Y = \prod_{k=1}^{n} S_k X\,;\;\; X = \prod_{k=1}^{n} C_k Y. \tag{4.39}$$

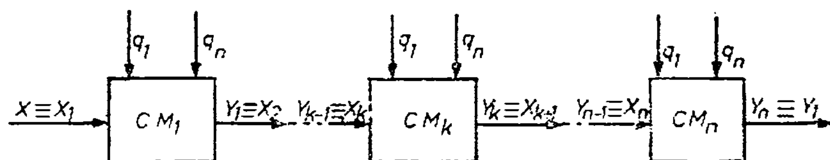



**Fig. 4.3.** Lanț de măsurare:
$CM_i$ — convertor electric de măsurare; $X_k$ — mărime de intrare; $Y_k$ — mărime de ieșire; $q_1 \ldots q_n$ — mărimi de influență.

Funcționarea fiecărui convertor electric de măsurare este caracterizată de o anumită eroare limită de măsurare care este suma dintre eroarea intrinsecă și erorile suplimentare introduse de mărimile de influență $q_k$ (fig. 4.4).

Pentru convertorul electric de măsurare $CM_k$ rezultă o valoare măsurată :

$$X_{mk} = C_k(Y_k + \Delta Y_{lk}) = C_k Y_k \left(1 + \frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}\right) \tag{4.40}$$

Ținînd seama de erorile limită de măsurare ale tuturor convertoarelor electrice de măsurare rezultă că lanțul de măsurare prezintă o valoare măsurată $X_m$ dată de relația :

$$X_m = \prod_{k=1}^{n} C_k \left(1 + \frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}\right) Y. \tag{4.41}$$

Eroarea limită de măsurare rezultantă este

$$\Delta X_l = X_m - X = \prod_{k=1}^{n} C_k Y \left[\prod_{k=1}^{n}\left(1 + \frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}\right) - 1\right]; \tag{4.42}$$

și eroarea relativă limită de măsurare este :

$$\frac{\Delta X_l}{X} = \prod_{k=1}^{n}\left(1 + \frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}\right) - 1. \tag{4.43}$$

De obicei din ecuația (4.43) se rețin numai termenii de ordinul întîi

$$\frac{\Delta X_l}{X} = \sum_{k=1}^{n} \frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}. \tag{4.44}$$

Eroarea relativă limită de măsurare a lanțului de măsurare este egală cu suma erorilor relative limită ale convertoarelor electrice de măsurare ce-l formează.

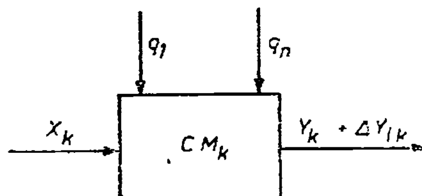



Fig. 4.4. Eroarea limită de măsurare a unui convertor.

O asemenea estimare a erorii rezutante poate fi considerată ca pesimistă, deoarece probabilitatea ca toate erorile de măsurare ale convertoarelor electrice de măsurare să fie egale cu erorile limită respective şi de acelaşi semn este redusă.

De aceea poate fi folosită regula de compunere pătratică

$$\frac{\Delta X_l}{X} = \sqrt{\sum_{k=1}^{n} \left(\frac{\Delta Y_{lk}}{Y_k}\right)}, \tag{4.45}$$

Relaţia (4.45) dă rezultate practic satisfăcătoare în majoritatea cazurilor.

Se recomandă totuşi relaţia (4.44) deoarece este acoperitoare şi asigură o anumită rezervă metrologică, în special în cazul proiectării lanţurilor de măsurare.

# *Partea a II-a*

# MIJLOACE ELECTRICE DE MĂSURARE

## 5

## INSTRUMENTE ELECTRICE ANALOGICE

### 5.1. ELEMENTE COMUNE ALE INSTRUMENTELOR DE MĂSURARE

#### 5.1.1. DEFINIŢII. SIMBOLURI

Instrumentul de măsurare constituie cel mai simplu mijloc tehnic care poate furniza de sine stătător informaţii de măsurare şi reprezintă o componentă de bază a oricărui aparat de măsurare analogic.

Un instrument de măsurare este un mecanism electromecanic care, în majoritatea cazurilor, converteşte o mărime electrică activă $x$ într-o mărime mecanică, cel mai adesea un cuplu de forţe denumit *cuplu activ* care provoacă rotirea *dispozitivului mobil* al acestuia. Pentru ca fiecărei valori $x$ să-i corespundă o deviaţie $\alpha$ a dispozitivului mobil, asupra acestuia acţionează şi un *cuplu rezistent*, dependent de $\alpha$, astfel încît, sub acţiunea celor două cupluri, dispozitivul mobil se roteşte cu un unghi $\alpha = f(x)$. Deviaţia $\alpha$ constituie astfel o informaţie de măsurare a valorii $x$ a mărimii de intrare.

Unele instrumente sînt lipsite de cuplu rezistent, asupra dispozitivului mobil al acestora acţionînd două cupluri active de sensuri opuse : unul dependent de valoarea $x_1$ iar celălalt, de valoarea $x_2$. Sub acţiunea celor două cupluri dispozitivul mobil se roteşte cu un unghi $\alpha=f\left(\frac{x_1}{x_2}\right)$. Această categorie de instrumente poartă denumirea de *logometre* deoarece deviaţia depinde de raportul valorilor $x_1$, $x_2$ ale mărimilor de intrare.

Principiul de funcţionare al instrumentelor de măsurare diferă în funcţie de fenomenul fizic utilizat pentru producerea cuplului de forţe necesar rotirii dispozitivului mobil. După principiul de funcţionare instrumentele de măsurare se împart în următoarele categorii : — *magnetoelectrice* ; — *cu magnet mobil* ; — *feromagnetice* ; — *electrodinamice* ; — *ferodinamice* ; — *de inducţie* ; — *electrostatice* ; — *cu lamele vibrante* ; — *termice*.

Toate aparatele de măsurare analogice au notate pe cadranele lor o serie de inscripţii — care corespund instrumentului de măsurare de bază — şi a căror cunoaştere este necesară în scopul utilizării lor cît mai corecte în procesul măsurării. Diversele simboluri notate pe cadranele aparatelor sînt indicate în tabelul 5.1.

#### 5.1.2. PĂRŢI COMPONENTE ALE INSTRUMENTELOR DE MĂSURARE

Majoritatea instrumentelor de măsurare sînt alcătuite dintr-o serie de elemente constructive comune. În general un instrument de măsurare este format dintr-o parte fixă, şi o parte mobilă numită dispozitiv mobil. Atît partea fixă cît şi cea mobilă sînt prevăzute cu elemente active care servesc la producerea cuplului activ şi cu elemente auxiliare care îndeplinesc diferite funcţii.

**Simboluri marcate pe cadranele instrumentelor electrice de măsurare**

| A. Simboluri care indică principiul de funcționare | | C. Simboluri care indică felul curentului măsurat | |
|---|---|---|---|
| | Instrument magnetoelectric cu cadru mobil | — | Curent continuu |
| | Logometru magnetoelectric | ~ | Curent alternativ monofazat |
| | Instrument cu magnet mobil | | Curent continuu și curent alternativ monofazat |
| | Instrument feromagnetic (cu fier mobil) | | Curentul alternativ trifazat[1] |
| | Instrument electrodinamic | D. Simboluri care indică clasa de precizie | |
| | Instrument ferodinamic | 1,5 | Clasa se referă la erorile exprimate în procente din valoarea convențională (ex. 1,5) |
| | Logometru electrodinamic | 1,5 | Idem, din lungimea scării gradate (ex. 1,5) |
| | Logometru ferodinamic | (1,5) | Idem, din valoarea măsurată (ex. 1.5) |
| | Instrument de inducție | E. Simboluri care indică poziția normală de funcționare | |
| | Instrument cu lamele vibrante | ⊥ | Cu cadranul vertical |
| | Instrument electrostatic | | Cu cadranul orizontal |
| | Instrument termic (cu fir cald) | ∠60° | Cu cadranul înclinat față de orizontală (ex. 60°) |
| | Instrument bimetalic | F. Simboluri care indică tensiunea de încercare | |
| | Instrument cu redresor | ☆ | Tensiunea de încercare 500 V |

| A. Simboluri care indică principiul de funcționare | | F. Simboluri care indică tensiunea de încercare | |
|---|---|---|---|
| | Instrument termoelectric (cu termoelement) | 2 | Tensiunea de încercare peste 500 V (ex. 2 kV) |
| B. Simboluri care indică felul ecranării | | 0 | Nu se pretinde încercare dielectrică |
| | Ecranare electrostatică | | Protecție împotriva tensiunii înalte care depășește tensiunea de încercare |
| | Ecranare magnetică | | Bornă de pămînt |

[1]) Simbolul se figurează cu una, două sau trei linii îngroșate după cum aparatul este prevăzut cu unul, două sau trei dispozitive de măsurat.

Ansamblul elementelor active a căror interacțiune determină mișcarea dispozitivului mobil formează *dispozitivul de producere a cuplului activ.*

Pe lîngă dispozitivul de producere a cuplului activ, care are caracter specific, în construcția instrumentelor de măsurare intră următoarele dispozitive: *dispozitivul de suspensie, dispozitivul de producere a cuplului rezistent, dispozitivul de amortizare, dispozitivul de indicare a valorii măsurate.*

Toate dispozitivele care intră în componența instrumentului de măsurare sînt montate într-o cutie (carcasă) din tablă, ebonită sau lemn. Carcasa aparatului servește pe de o parte, la fixarea diferitelor părți constructive iar, pe de alta, la protejarea instrumentului împotriva loviturilor precum și a pătrunderii prafului sau umezelii. După verificarea instrumentelor (aparatelor) cutia se sigilează.

### 5.1.2.1. SUSPENSIA DISPOZITIVULUI MOBIL

Dispozitivul mobil trebuie prevăzut cu un sistem de suspensie care să-i asigure posibilitatea de mișcare cu frecări cît mai reduse. Suspensia dispozitivului mobil se poate realiza: *pe paliere, pe benzi tensionate, pe fir de torsiune* (suspensie liberă).

**Suspensia pe paliere** (fig. 5.1, *a*) este utilizată la majoritatea instrumentelor. Dispozitivul mobil este fixat pe un ax din oțel sau aluminiu, prevăzut la capete cu pivoți din oțel dur, care se sprijină în paliere din materiale dure semiprețioase cum ar fi: agat, rubin, safir. Suprafețele de sprijin pivot-palier trebuie să fie bine șlefuite pentru a reduce frecările, iar axul trebuie să aibă un mic joc axial care să permită rotirea ușoară și dilatarea cauzată de variații de temperatură, fără pericol de creștere a frecărilor. Folosirea lagărelor prevăzute cu resort permite amortizarea eventualelor șocuri mecanice.

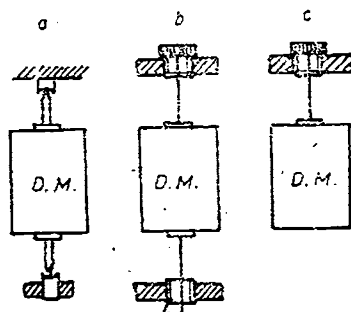



**Fig. 5.1. Tipuri de suspensie:** *a* — pe paliere; *b* — pe fire tensionate; *c* — liberă.

**Suspensia pe benzi tensionate** (*fig.* 5.1, *b*) este utilizată la instrumente de mare sensibilitate. Se realizează cu ajutorul a două benzi subțiri, din bronz fosforos sau cu beriliu, fixate cu cîte un capăt la cadrul mobil și celălalt la partea fixă, prin intermediul unui arc lamelar care realizează tensionarea benzilor. Pe lîngă susținere benzile produc cuplul rezistent și conduc curentul la cadrul mobil (dacă acesta constă dintr-o bobină).

**Suspensia liberă** (*fig.* 5.1, *c*) se utilizează mai rar și numai la instrumente de foarte mare sensibilitate (unele galvanometre). Dispozitivul mobil este suspendat de un fir de torsiune din argint, bronz fosforos, cuarț ș.a. necesitînd conductoare de aducere a curentului lipsite de cuplu rezistent.

În raport cu suspensia pe paliere suspensia pe benzi tensionate și suspensia liberă oferă următoarele avantaje : eliminarea frecărilor, micșorarea consumului propriu, creșterea sensibilității instrumentului. În schimb prezintă dezavantajul unei sensibilități mari la șocuri și vibrații mecanice.

5.1.2.2. DISPOZITIVUL DE PRODUCERE A CUPLULUI REZISTENT

Cuplul rezistent se realizează cu ajutorul unor elemente elastice : resorturi spirale — la instrumente cu suspensie pe lagăre — și benzi tensionate, respectiv firul de torsiune — la instrumentele care folosesc aceleași elemente și pentru suspensie. Resorturile spirale se confecționează din bronz fosforos sau bronz cu beriliu ca și benzile tensionate. Cuplul rezistent al instrumentelor cu resorturi sau benzi tensionate nu se anulează decît în poziția inițială a dispozitivului mobil. De aceea, la deconectarea instrumentului din circuitul de măsurare, cuplul rezistent aduce dispozitivul mobil automat în poziția inițială de repaus (de zero). Spre deosebire de instrumentele echipate cu resorturi sau benzi tensionate, la deconectarea logometrelor din circuitul de măsurare, se anulează ambele cupluri și dispozitivul mobil nu revine în poziția inițială ci rămîne într-o poziție oarecare în interiorul scării gradate.

*Corectorul de zero* servește la reglarea poziției inițiale (de zero) a indicatorului instrumentului.

La instrumentele cu resorturi (fig. 5.2) corectorul de zero constă dintr-un buton *1* (manevrabil din exterior) cu știftul excentric *2* introdus în furca pîrghiei *3* de a cărei extremitate este fixat capătul resortului *4*. Rotind butonul cu știft excentric se deplasează capătul resortului care rotește axul dispozitivului mobil pînă cînd indicatorul coincide cu reperul zero al scării gradate.

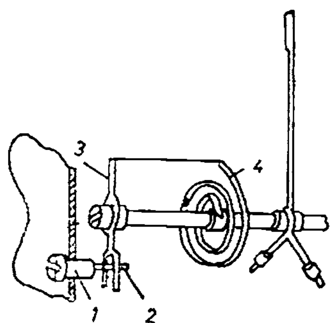


**Fig. 5.2. Resortul spiral și corectorul de zero.**

La instrumentele cu suspensia pe benzi tensionate sau liberă corectorul (fig. 5.1, *b, c*) constă dintr-un buton cu ajutorul căruia se poate roti dispozitivul superior de prindere a benzii (firului) de suspensie.

5.1.2.3. DISPOZITIVUL DE AMORTIZARE

În lipsa dispozitivului de amortizare după aplicarea mărimii de măsurat la intrarea unui instrument de măsurare, datorită inerției dispozitivului mobil, indicatorul deviației nu trece imediat în poziția corespunzătoare deviației permanente ci execută o mișcare de oscilație în jurul acestei poziții, prelungind inadmi-

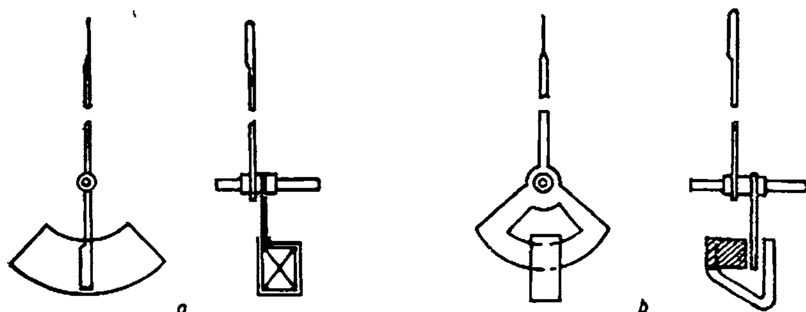



**Fig. 5.3. Dispozitive de amortizare :**
*a* — pneumatic ; *b* — magnetic.

sibil de mult timpul de răspuns al instrumentului. Pentru obţinerea unui timp de răspuns cît mai scurt majoritatea instrumentelor se prevăd cu dispozitive de amortizare care pot fi de tip *pneumatic*, *electromagnetic* sau *hidraulic*.

**Dispozitivul de amortizare pneumatic** (fig. 5.3, *a*) este constituit dintr-o cameră închisă în interiorul căreia se poate mişca o paletă uşoară fixată de axul dispozitivului mobil. Amortizarea se datoreşte acţiunii de frînare a mişcării produsă de comprimarea şi scurgerea forţată a aerului prin intervalul îngust dintre paletă şi pereţii camerei amortizorului.

**Dispozitivul de amortizare electromagnetic** (fig. 5.3, *b*) este constituit dintr-un sector de disc de aluminiu, fixat de ax, care se poate mişca în între-fierul dintre polii unui magnet permanent. Amortizarea se datoreşte acţiunii cîmpului creat de magnet asupra curenţilor turbionari induşi în disc la mişcarea acestuia în cîmp. Conform regulei lui Lenz efectul curenţilor induşi se opune cauzei care i-a produs, exercitînd astfel o acţiune de frînare (amortizare) a mişcării.

**Amortizarea hidraulică** se foloseşte extrem de rar (bucle de oscilograf). Dispozitivul mobil este introdus într-un lichid de o anume viscozitate (glicerină, ulei mineral, uleiuri siliconice ş.a.) corespunzătoare unui anume grad de amortizare.

#### 5.1.2.4. DISPOZITIVUL DE INDICARE A VALORII MĂSURATE

Este format dintr-un cadran cu scară gradată şi indicatorul deviaţiei.

*Cadranul* constituie suportul material al scării gradate. El se construieşte din tablă de alamă, zinc sau aluminiu. La instrumentele cu ac indicator de precizie cadranul este prevăzut cu o oglindă în dreptul scării gradate în scopul evitării erorilor de citire (de paralaxă).

*Scara gradată* este o succesiune de repere, corespunzătoare valorilor mărimii de măsurat, trasate pe suprafaţa cadranului conform traiectoriei urmate de indicatorul deviaţiei. Intervalele dintre reperele succesive se numesc diviziuni. Scările instrumentelor de măsurare se pot clasifica :

— după formă : scări drepte, scări în arc de cerc (arcul scării pînă la 180°), scări circulare (arcul scării peste 180°) ;

— după felul distribuirii reperelor : scări uniforme (diviziuni egale), scări neuniforme (diviziuni inegale), scări cu porţiuni comprimate sau extinse ;

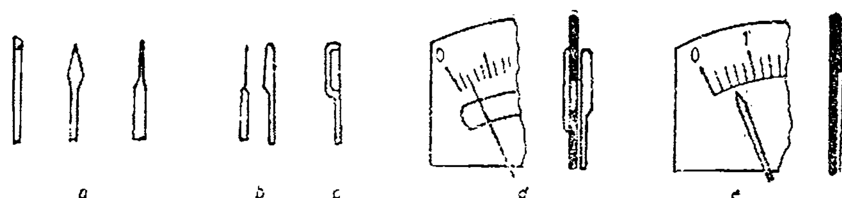



Fig. 5.4. Dispozitive de citire cu ac indicator :
a — bară, vîrf de lance ; b — lamă de cuțit ; c — fir reticular ; d — cadran cu oglindă ; e — scară denivelată.

— după poziția reperului zero : scări unilaterale (cu una din limite zero), scări bilaterale (repere de ambele părți ale reperului zero), scări cu zero decalat (cu reperul zero în afara intervalului de măsurare), scări fără reper zero.

*Indicatorul deviației.* După modul de execuție a indicatorului deviației instrumentele de măsurare pot fi : cu ac indicator sau cu spot luminos (interior sau exterior).

*Acul indicator* este fixat de axul instrumentului. El se construiește din duraluminiu, în formă de tub foarte subțire sau alte profile care asigură rigiditatea necesară. Întregul dispozitiv mobil se echilibrează cu două contragreutăți, fixate pe partea opusă acului indicator, astfel încît centrul de greutate al dispozitivului să se afle pe axa de rotație. În figura 5.4 se prezintă diferite tipuri de dispozitive de citire cu ac indicator.

*Dispozitive indicatoare cu spot luminos (optice).* În locul acului indicator deasupra dispozitivului mobil al instrumentului este fixată o oglindă de dimensiuni foarte mici.

Dispozitivul indicator cu spot luminos exterior (fig. 5.5, *a*) se utilizează mai rar și numai la aparate de mare sensibilitate (galvanometre). Acesta necesită o sursă de lumină și o scară gradată translucidă, ambele situate în exteriorul instrumentului. Raza de lumină emisă de sursă, după ce este reflectată de oglinda instrumentului, formează pe scara translucidă o pată luminoasă (spot) în centrul căreia se află un reticul (umbra unui fir subțire interpus pe drumul razei luminoase).

Dispozitivul indicator cu spot luminos interior (fig. 5.5, *b*) este mult mai răspîndit. La acesta atît sursa de lumină cît și scara gradată sînt cuprinse în cutia instrumentului. La unele instrumente, se utilizează reflexia multiplă (fig. 5.5, *c*) prin care se obține creșterea lungimii razei luminoase și, prin aceasta, sporirea sensibilității instrumentului (proporțională cu lungimea razei). Dispozitivele indicatoare cu spot luminos prezintă următoarele avantaje :

— reduc momentul de inerție al dispozitivului mobil și elimină dezechilibrul acestuia ;

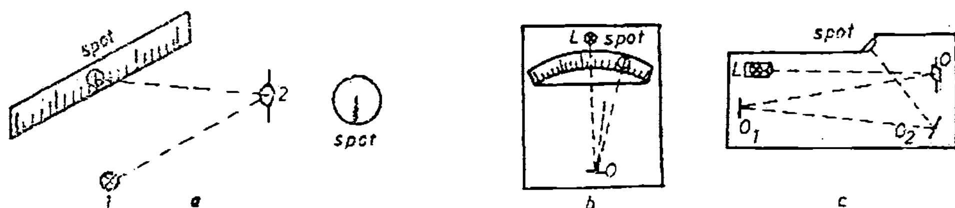



Fig. 5.5. Dispozitiv indicator optic :
a — cu scară exterioară ; b — cu scară interioară ; c — sistem multiflex.

— permit construcția unor instrumente de sensibilitate ridicată ;

— elimină complet eroarea de paralaxă.

Printre dezavantaje se menționează : necesitatea unei surse exterioare de energie, cost mai ridicat și robustețe mai mică.

### 5.1.3. CUPLURI CARE ACȚIONEAZĂ ÎN REGIM STATIC ASUPRA DISPOZITIVULUI MOBIL

Regimul permanent de funcționare (de deviație permanentă) este acela în care dispozitivul mobil ocupă o poziție imobilă. În regim static asupra acestuia acționează două cupluri principale : cuplul activ și cuplul rezistent ; pe lîngă acestea, la instrumentele cu suspensie pe paliere, intervine și cuplul de frecare a axului în paliere (inexistent la cele cu suspensie pe benzi sau liberă).

a. **Cuplul activ** determină mișcarea dispozitivului mobil ca urmare a interacțiunilor dintre elementele active ale instrumentului. În cazul instrumentelor a căror funcționare este determinată de forțe mecanice, produse prin intermediul cîmpului electric sau magnetic, expresia cuplului activ se poate stabili aplicînd teorema forțelor generalizate. În cazul acestei categorii de instrumente mărimea care poate produce cuplul activ, pentru marea majoritate, este curentul electric $I$, prin intermediul cîmpului magnetic, excepție făcînd doar instrumentul electrostatic la care cuplul activ este produs de acțiunea tensiunii electrice $U$ prin intermediul cîmpului electric. Considerînd o deplasare unghiulară elementară $d\alpha$ în raport cu o poziție $\alpha$ a dispozitivului mobil, pentru care cuplul[1] activ are valoarea $M_a$, lucrul mecanic elementar necesar efectuării deplasării este : $dL = M_a\, d\alpha$. Instrumentul fiind conectat într-un circuit de la care absoarbe energia de măsurare elementară $dW_s$ aceasta se împarte în mod egal : o parte acoperă lucrul mecanic $dL$ efectuat de forțele cîmpului (magnetic sau electric) pentru deplasarea dispozitivului mobil, iar cealaltă parte, egală cu prima, acoperă creșterea energiei cîmpului magnetic $(dW_m)_{I=const}$, sau electric $(dW_e)_{U=const}$, determinată de schimbarea poziției dispozitivului mobil în raport cu cel fix. Datorită egalității părților rezultă :

$$dL = (dW_m)_{I=const} = M_a\, d\alpha \quad (5.1) \qquad \text{și} \qquad dL = (dW_e)_{U=const} = M_a\, d\alpha, \quad (5.2)$$

de unde se deduce expresia cuplului activ corespunzător :

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha}\right)_{I=const.} \quad (5.3) \qquad \text{și} \qquad M_a = \left(\frac{dW_e}{d\alpha}\right)_{U=const.} \quad (5.4)$$

Cunoscînd expresia energiei $W_{m(e)}$ localizată în cîmpul magnetic (electric) corespunzătoare realizării constructive a fiecărui tip de instrument, se poate determina expresia cuplului activ cu relația (5.3) sau cu (5.4). În general se constată că pentru toate tipurile de instrumente expresia cuplului activ, rezultată din (5.3) sau (5.4), depinde atît de mărimea de intrare $x$ (curent, tensiune) cît și de unghiul de rotire al dispozitivului mobil, astfel încît expresia cuplului activ este :

$$M_a = f(x, \alpha) \quad (5.5) \qquad \text{sau} \qquad M_a = x^n f(\alpha), \quad (5.6)$$

unde $n$ poate lua valorile 1 sau 2. Cazuri particulare : $n = 1$, $f(\alpha) = K = \text{const}$ : $M_a = Kx$ — dependență liniară ; $n = 2$ : $M_a = x^2 f(\alpha)$ — dependență neliniară.

---

[1] Pentru simplificare în loc de momentul cuplului $M$ se va folosi cuplul $M$ (prescurtat)

b. **Cuplul rezistent.** În cazul instrumentelor cu resorturi, benzi tensionate sau fir de torsiune cuplul rezistent $M_r$ este proporțional cu unghiul de rotație $\alpha$ al dispozitivului mobil și de semn opus cuplului activ:

$$M_r = -D\alpha, \qquad (5.7)$$

unde $D$ este cuplul rezistent specific al elementului elastic (resort, benzi).

În cazul logometrelor funcția cuplului rezistent este îndeplinită de un al doilea cuplu activ, de semn opus primului, cele două cupluri fiind funcții diferite de unghiul de rotație $\alpha$. Dacă primul cuplu activ este de forma: $M_a = x_1^n f_1(\alpha)$ atunci cuplul rezistent se exprimă prin relația:

$$M_r = -x_2^n f_2(\alpha) \qquad (5.8)$$

unde $x_2$ — mărime de aceeași natură cu $x_1$.

c. **Cuplul de frecare** $M_f$ există numai la instrumentele cu suspensia pe paliere, fiind produs de frecarea pivoților în paliere. Datorită prezenței cuplului de frecare deviația finală a dispozitivului mobil se stabilește cu o anumită eroare (de frecare) în raport cu poziția pe care acesta ar ocupa-o în lipsa frecărilor. Cuplul (și respectiv eroarea) de frecare depinde de greutatea dispozitivului mobil, de materialele și calitatea suprafețelor pivot-palier, de mărimea cuplurilor activ și rezistent.

### 5.1.4. MIȘCAREA DISPOZITIVULUI MOBIL AL INSTRUMENTELOR DE MĂSURARE

#### 5.1.4.1. ECUAȚIA GENERALĂ DE MIȘCARE

În cazul majorității instrumentelor de măsurare dispozitivul mobil execută o mișcare de rotație în jurul axei sale. Ecuația generală de mișcare se obține din ecuația echilibrului dinamic al tuturor cuplurilor ce acționează asupra dispozitivului mobil, anume:

$$\sum_1^n M_i = 0. \qquad (5.9)$$

Cuplurile $M_i$ care acționează asupra dispozitivului mobil sînt:

$M_J = -J\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ — *cuplul forțelor de inerție*, unde $J$ este momentul de inerție al dispozitivului mobil în raport cu axa de rotație, $\frac{d^2\alpha}{dt^2}$ — accelerația unghiulară a mișcării;

$M_A = -A\frac{d\alpha}{dt}$ — *cuplul de amortizare*, produs de dispozitivul de amortizare (și de frecarea cu aerul), unde $A$ este factorul de amortizare (cuplul de amortizare specific) și $\frac{d\alpha}{dt}$ — viteza unghiulară a mișcării;

$M_r = -D\alpha$ — *cuplul rezistent mecanic* în cazul utilizării unor elemente elastice sau $M_r = -x_2^n f_2(\alpha)$ — cuplul rezistent, de aceeași natură cu cuplul activ, în cazul logometrelor;

$M_f$ — *cuplul de frecare* în lagăre, existent numai la instrumentele cu suspensie pe lagăre;

$M_a = +x^n f(\alpha)$ — *cuplul activ* dependent de mărimea de intrare $x$ și, în unele cazuri, și de unghiul de deviație $\alpha$. Cuplul activ poate fi constant sau variabil în timp după o lege cunoscută.

Dintre toate cuplurile menţionate mai sus numai $M_a$ este considerat pozitiv, deoarece el produce mişcarea dispozitivului mobil, în timp ce celelalte cupluri sînt negative întrucît se opun mişcării acestuia. Deoarece la instrumentele cu suspensie pe paliere cuplul de frecare este mic, sub 0,1...0,2% din cuplul rezistent maxim iar la cele cu suspensie pe benzi sau fir este nul, la studiul mişcării dispozitivului mobil, de regulă, se consideră $M_f = 0$.

Considerînd cazul mai simplu al instrumentelor cu cuplu rezistent mecanic, neglijînd cuplul de frecare şi înlocuind cuplurile exprimate mai sus în (5.9), după ordonarea termenilor se obţine :

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_a. \tag{5.10}$$

Relaţia (5.10) reprezintă *ecuaţia generală de mişcare* a dispozitivului mobil al instrumentelor cu cuplu rezistent mecanic.

#### 5.1.4.2. REGIMURI DE MIŞCARE A DISPOZITIVULUI MOBIL

Prin rezolvarea ecuaţiei generale de mişcare se obţine soluţia acesteia care indică evoluţia în timp a mişcării dispozitivului mobil sub forma :

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_1, \tag{5.11}$$

unde $\alpha_p$ este o soluţie particulară a ecuaţiei (5.10), dependentă de modul de variaţie în timp a mărimii de măsurat $x$, respectiv a cuplului activ $M_a$, iar $\alpha_1$ este soluţia ecuaţiei omogene (fără membrul drept). $\alpha_p$ reprezintă deviaţia de regim permanent, iar $\alpha_1$ — deviaţia de regim liber (tranzitoriu).

Prin urmare regimul de mişcare a dispozitivului mobil cuprinde două faze : regimul tranzitoriu — $\alpha_1$ — (dinamic) şi regimul deviaţiei permanente — $\alpha_p$ — (static sau dinamic).

*Regimul tranzitoriu* este caracteristic tuturor instrumentelor electromecanice şi are o durată limitată în timp. El apare, în general, la trecerea dispozitivului mobil de la o stare de regim permanent la alta. Cazul frecvent în care se manifestă regimul tranzitoriu este acela al conectării (deconectării) unui instrument în (din) circuitul de măsurare. După terminarea regimului tranzitoriu se stabileşte întotdeauna regimul permanent.

*Regimul deviaţiei permanente* (static) se instalează totdeauna după trecerea regimului tranzitoriu şi este caracteristic instrumentelor cu inerţie mare. După forma cuplului activ care solicită dispozitivul mobil se întîlnesc două categorii de instrumente funcţionînd în regim static.

În prima categorie intră instrumentele al căror dispozitiv mobil fiind solicitat de un cuplu activ constant, $M_a = \text{const.}$, după trecerea regimului tranzitoriu, atinge deviaţia permanentă $\alpha_p = \frac{M_a}{D} = \text{const.}$ (Exemple : instrumente magnetoelectrice, feromagnetice, electrodinamice, ferodinamice funcţionînd în curent continuu).

Din a doua categorie fac parte instrumentele care, fiind solicitate de un cuplu dinamic (variabil periodic în timp), datorită inerţiei mari a dispozitivului lor mobil nu pot urmări variaţiile rapide în timp ale cuplului activ, deci ale valorii instantanee a mărimii de intrare. La aceste instrumente, după trecerea regimului tranzitoriu, dispozitivul mobil prezintă o deviaţie permanentă proporţională cu valoarea medie a cuplului dinamic $\alpha_p = \frac{M_{med}}{D} = \text{const.}$

Deşi sînt solicitate de un cuplu dinamic, din punct de vedere al mişcării dispozitivului mobil, aceste instrumente funcţionează în regim static (exemple : instrumente feromagnetice, electrodinamice, ferodinamice, electrostatice funcţionînd în curent alternativ).

Instrumentele caracterizate prin inerţie mică a dispozitivului mobil pot urmări variaţia în timp a cuplului activ, respectiv a valorii instantanee a unei mărimi variabile în timp. În acest caz, după trecerea regimului tranzitoriu, instrumentul funcţionează în regim dinamic (exemplu : bucla de oscilograf parcursă de un curent variabil în timp).

Studiul mişcării în regim dinamic prezintă interes mai ales pentru stabilirea răspunsului instrumentelor solicitate de cupluri variabile periodic în timp.

#### 5.1.4.2. RĂSPUNSUL INSTRUMENTELOR DE MĂSURARE SUB ACŢIUNEA UNOR FORME DIFERITE DE CUPLURI ACTIVE (EXCITAŢII)

Mişcarea dispozitivului mobil depinde de tipul de excitaţie, prin care se înţelege modul de variaţie în timp a cuplului activ. Principalele cazuri întîlnite în practică sînt :

*a*) Cuplul activ constant (excitaţie treaptă) : $M_a = KX = \text{const.}$

*b*) Cuplul activ proporţional cu o mărime sinusoidală $m_a = Kx$, unde $x = X_m \sin \omega t$.

*c*) Cuplul activ proporţional cu o mărime nesinusoidală $m_a = Kx$, unde $x = X_0 + \sum_{1}^{\infty} X_{mn} \sin (n\omega t - \varphi_n)$.

*d*) Cuplul activ proporţional cu pătratul unei mărimi sinusoidale $m_a = Kx^2$, unde $x^2 = (X_m \sin \omega t)^2 = \frac{X_m^2}{2} - \frac{X_m^2}{2} \cos 2\omega t$.

Înlocuind în ecuaţia (5.10) membrul drept cu diferite tipuri de excitaţie (forme ale cuplului activ) se obţin soluţii de forma $\alpha = f(t)$ care reprezintă răspunsul instrumentului de măsurare.

Dintre cazurile menţionate mai sus, primul ($M_a$ = const.) permite analiza răspunsului instrumentelor de măsurare pe durata regimului tranzitoriu, soluţiile fiind prezentate în tabelul 5.2. Restul (*b*, *c* şi *d*) permit determinarea ($m_a = f(t)$) răspunsului instrumentelor funcţionînd sub acţiunea unor cupluri dinamice. În tabelul 5.3 sînt prezentate soluţiile de regim permanent corespunzătoare celor trei tipuri de excitaţii variabile periodic în timp.

Determinarea soluţiilor ecuaţiei generale de mişcare şi comentarea acestora pentru tipurile de excitaţii menţionate mai sus sînt prezentate în anexa III.

## 5.2. INSTRUMENTE MAGNETOELECTRICE

### 5.2.1. INSTRUMENTE MAGNETOELECTRICE CU CADRU MOBIL

#### 5.2.1.1. CONSTRUCŢIA INSTRUMENTULUI MAGNETOELECTRIC

Există două tipuri constructive : cu magnet permanent exterior şi cu magnet permanent interior.

a. **Instrumentul cu magnet permanent exterior** (fig. 5.6, *a*) este cel mai răspîndit. Sistemul fix al acestuia este format dintr-un magnet permanent *1* prevăzut cu piesele polare *2* şi miezul cilindric *3*. Elementul activ al dispozitivului mobil îl constituie bobina mobilă *4* care înconjoară miezul *3* putîndu-se

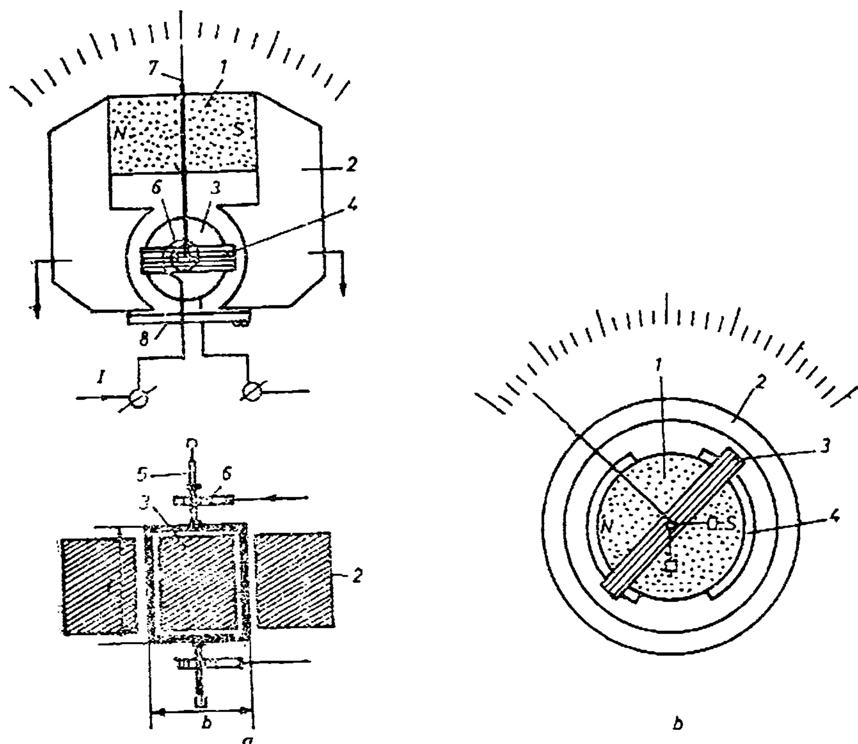



**Fig. 5.6. Instrumente magnetoelectrice :**
*a* — cu magnet exterior ; *b* — cu magnet interior.

roti în întrefierul cilindric dintre piesele polare și miez, fiind fixată pe două semiaxe *5* care se sprijină în paliere. Pe semiaxe mai sînt fixate acul indicator *7* cu contragreutățile de echilibrare și două resorturi spirale *6* înfășurate în sensuri opuse pentru a compensa efectele variațiilor de temperatură. Resorturile spirale servesc totodată la aducerea curentului la bobina mobilă. La instrumentele de mare sensibilitate (ex. galvanometre) bobina mobilă este susținută pe benzi tensionate, iar deasupra ei se fixează o mică oglindă care face parte din sistemul optic. Indiferent de tipul suspensiei instrumentul se prevede cu un corector de zero (§ 5.1.2.2).

Magnetul permanent se fabrică din aliaj magnetic dur (alnico, magnico etc.), caracterizat prin inducție remanentă și cîmp coercitiv de valori mari, pentru a produce în întrefier un cîmp magnetic puternic ($B = 0{,}2-0{,}3$ $T$). În scopul obținerii unei bune stabilități a inducției în întrefier el se supune, în prealabil, unui tratament de îmbătrînire artificială. Deoarece materialul prezintă și duritate mecanică, prelucrarea sa fiind dificilă, megneții permanenți se realizează de forme geometrice simple și se completează restul circuitului magnetic cu elemente din fier moale ușor de prelucrat (fig. 5.7).

Piesele polare și miezul cilindric sînt fabricate dintr-un material magnetic moale, de mare permeabilitate, de regulă fier electrolitic sau recopt în hidrogen. Forma lor permite realizarea unui întrefier cilindric, în care fluxul magnetic are o distribuție uniform-radială, inducția magnetică păstrînd o valoare constantă, independentă de unghiul de poziție al bobinei mobile. Piesele polare

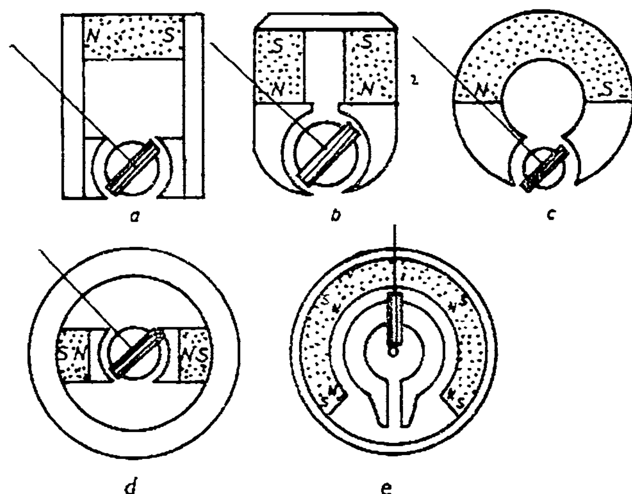



Fig. 5.7. Tipuri de circuite magnetice.

se prevăd, de regulă, cu un șunt magnetic *S*, —plăcuță din material feromagnetic prin care se derivă o parte din fluxul magnetic. Prin modificarea poziției șuntului se poate regla fluxul în întrefier astfel încît deviația maximă a acului indicator să corespundă curentului nominal al instrumentului.

Bobina mobilă se realizează prin înfășurarea unui conductor subțire din cupru sau aluminiu emailat pe un cadru dreptunghiular din tablă de aluminiu. Cadrul constituie o spiră în scurtcircuit și servește la amortizarea oscilațiilor dispozitivului mobil datorită interacțiunii dintre curenții induși în el în timpul mișcării și inducția magnetică din întrefier. Se utilizează și bobine fără cadru metalic, în care caz bobina se rigidizează cu un lac izolant. (Exemplu : galvanometrele la care bobina mobilă nu se prevede cu elemente de amortizare).

În figura 5.7 se prezintă cîteva tipuri constructive de circuite magnetice pentru instrumente cu deschiderea scării de 90° (*a*, *b*, *c*, *d*) și cu scară circulară (*e*).

**b. Instrumentul cu magnet interior** (fig. 5.6, *b*) are circuitul magnetic alcătuit dintr-un magnet permanent interior *1* și un cilindru exterior din material feromagnetic *2* prin care se închide fluxul magnetic. În întrefierul dintre *1* și *2* se poate roti bobina mobilă *3* cu suspensie pe paliere. În raport cu instrumentul cu magnet exterior prezintă următoarele avantaje : construcție mai simplă, gabarit redus, dispersia fluxului magnetic mai mică și o mai bună ecranare (cilindrul îndeplinește funcția de ecran magnetic). Prin prevederea magnetului permanent cu piesele polare din material feromagnetic *4* se asigură în întrefier o distribuție uniformă a cîmpului magnetic.

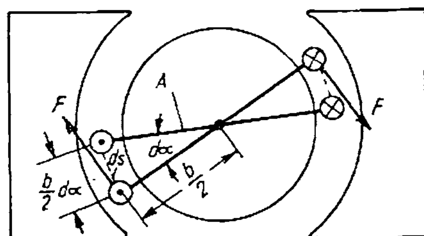



Fig. 5.8. Explică producerea cuplului activ.

### 5.2.1.2. FUNCŢIONAREA INSTRUMENTULUI MAGNETOELECTRIC

Cuplul activ al instrumentului este produs de interacţiunea dintre cîmpul magnetic din întrefier şi curentul ce parcurge bobina mobilă. Expresia cuplului activ se poate stabili pe baza teoremei forţelor generalizate (§ 5.1.3) pornind de la expresia energiei localizate în cîmpul magnetic al dispozitivului mobil $W_m = \Phi I$. După conectarea în circuitul de măsurare, bobina mobilă este parcursă de curentul $I$ şi, sub acţiunea cuplului activ (5.3), se va deplasa cu unghiul elementar $d\alpha$, astfel încît energia $W_m$ va suferi, corespunzător, o variaţie $dW_m$ :

$$dW_m = I d\Phi. \tag{5.12}$$

Notînd cu $dS$ suprafaţa elementară din întrefier parcursă de cele două laturi active ale bobinei la rotirea ei cu $d\alpha$ (fig. 5.8), variaţia fluxului magnetic se exprimă prin :

$$d\Phi = NB\,dS, \text{ în care } dS = \frac{b}{2} l\, d\alpha = bl\, d\alpha = A d\alpha,$$

unde : $N$ este numărul de spire al bobinei ; $B$ — inducţia în întrefier, $l$ — lungimea laturii active a bobinei ; $b$ — lăţimea bobinei ; $A = bl$ — suprafaţa bobinei. Rezultă : $d\Phi = NBA\, d\alpha = \Phi_0 d\alpha$, unde $\Phi_0 = NBA$ şi

$$dW_m = I\Phi_0 d\alpha. \tag{5.13}$$

Conform cu (5.3) expresia cuplului activ rezultă[1] :

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha}\right)_{I=const.} = \Phi_0 I. \tag{5.14}$$

Sub acţiunea cuplului activ $M_a$ dispozitivul mobil se roteşte cu un unghi $\alpha$ care corespunde poziţiei în care acest cuplu este echilibrat de cuplul rezistent $M_r$ dezvoltat în resorturile spirale (benzi tensionate). La echilibru $M_a + M_r = 0$, de unde, ţinînd seama de (5.14) şi (5.7) rezultă :

$$\Phi_0 I = D\alpha. \tag{5.15}$$

Din (5.15) se obţine ecuaţia de funcţionare a instrumentului magnetoelectric :

$$\alpha = \frac{\Phi_0}{D} I = SI, \tag{5.16}$$

unde :

$$S = \frac{\Phi_0}{D} = \frac{NBA}{D} \tag{5.17}$$

reprezintă sensibilitatea acestuia. Deoarece $S$ = const., deviaţia este proporţională cu intensitatea curentului $I$ şi scara instrumentului este deci uniformă. Instrumentul funcţionează numai în curent continuu, sensul deviaţiei depinzînd de sensul curentului. Pentru a obţine deviaţia în sensul normal al scării este necesar ca la conectare să se respecte polaritatea bornelor, care sînt marcate cu + şi —. Se construiesc însă şi instrumente cu reperul zero la mijlocul scării care permit citirea deviaţiei la trecerea curentului fie într-un sens fie în celălalt. Dacă bobina este parcursă de un curent alternativ de frecvenţă industrială (50 Hz) cuplul activ este de asemenea alternativ, de aceeaşi frec-

---

[1] În acest caz expresia cuplului activ se deduce mai comod dacă se porneşte de la faptul că sub acţiunea cîmpului magnetic din întrefier de inducţie $B$, cele două laturi active ale bobinei formate din $N$ conductoare de lungime $l$, parcurse de curentul $I$, sînt solicitate de forţe egale şi sensuri opuse: $F = NBIl$. Forţele $F$, avînd centrele de aplicaţie la distanţa $b$ (fig. 5.8), dau naştere cuplului activ $M_a = Fb = NBIlb = NBAI$ sau $M_a = \Phi_0 I$.

vență, însă, datorită inerției, dispozitivul mobil nu poate urmări oscilațiile rapide ale cuplului alternativ și deviația instrumentului este practic nulă (tab. 5.3, cazul b).

#### 5.2.1.3. PROPRIETĂȚI. UTILIZĂRI

Funcționarea instrumentului magnetoelectric poate fi afectată mai ales de variații de temperatură. Astfel, creșterea temperaturii produce, în principal, creșterea rezistenței bobinei (Cu) cu 0,4%/°C ceea ce poate atrage erori importante de indicație. În scopul micșorării (sau chiar anulării) unor astfel de erori, instrumentul se prevede cu o schemă de compensare a erorilor de temperatură. Creșterea temperaturii mai produce și micșorarea cuplului rezistent specific al resorturilor cu 0,03—0,04%/°C precum și micșorarea inducției în întrefier (deci și a cuplului activ), dar aceste efecte, mult mai mici, se compensează reciproc, nefiind necesare alte măsuri.

*Proprietăți*. Dintre calitățile instrumentului magnetoelectric se menționează : scară uniformă (liniară), sensibilitate mare, consum propriu redus (mW), precizie ridicată, influență neglijabilă a cîmpurilor exterioare. Dezavantajele sînt : cost mai ridicat, funcționare numai în curent continuu, capacitate de suprasarcină redusă (resorturile parcurse de supracurenți se decalibrează sau chiar se distrug).

*Utilizări*. Instrumentul magnetoelectric este cel mai răspîndit dintre toate instrumentele de măsurare. Avînd la bază un astfel de instrument, se construiesc microampermetre și miliampermetre magnetoelectrice folosite atît ca atare cît și în construcția a numeroase aparate de măsurare, ca de exemplu : milivoltmetre, voltmetre, ampermetre, ohmmetre, multimetre și a tuturor aparatelor electronice analogice. De asemenea este utilizat la construcția galvanometrelor, indicatoarelor de nul, buclelor de oscilograf, iar în asociere cu redresoare sau termoelemente servește la construcția unor voltmetre și ampermetre de curent alternativ. În fine, în asociere cu convertoare sau traductoare adecvate, este utilizat la construcția de frecvențmetre, faradmetre, wattmetre ș.a. precum și a aparatelor analogice pentru măsurări de mărimi neelectrice pe cale electrică (temperatură, debit etc.).

### 5.2.2. LOGOMETRE MAGNETOELECTRICE

**Construcția logometrelor magnetoelectrice** (fig. 5.9) prezintă următoarele particularități : dispozitivul mobil este constituit din două bobine solidare, fixate pe un ax comun sub un anumit unghi. Fiind lipsite de resorturi, curenții sînt aduși la bobine prin fire foarte subțiri din aur sau argint, dispuse sub formă de buclă largă pentru a nu produce cuplu rezistent mecanic. O condiție obligatorie pentru funcționarea logometrelor este ca cel puțin unul din cele două cupluri active care acționează asupra dispozitivului mobil să depindă de deviația acestuia $\alpha$. De aceea cîmpul magnetic din întrefier este totdeauna radial-neuni-

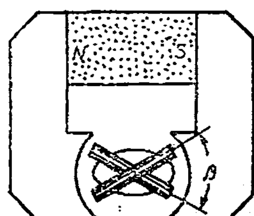



Fig. 5.9. Logometru magnetoelectric.

form astfel încît inducția magnetică să varieze în funcție de unghiul $\alpha$, în mod diferit pentru cele două bobine.

**Funcționarea logometrului magnetoelectric** se bazează pe interacțiunile dintre cîmpul magnetic din întrefier și curenții din cele două bobine, care produc cupluri oponente. Notînd cu $M_1$ — cuplul activ (în sensul creșterii unghiului $\alpha$) și $M_2$ — cuplul de sens opus, acestea se exprimă prin relațiile :

$$M_1 = N_1 A_1 I_1 B_1(\alpha), \qquad M_2 = -N_2 A_2 I_2 B_2(\alpha).$$

Sub acțiunea celor două cupluri dispozitivul mobil se rotește cu un unghi pentru care cuplul rezultant se anulează, respectiv $M_1 + M_2 = 0$, relație din care se deduce raportul :

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2 A_2 B_2(\alpha)}{N_1 A_1 B_1(\alpha)}, \tag{5.18}$$

de unde rezultă ecuația de funcționare a logometrului :

$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \tag{5.19}$$

Prin urmare deviația logometrului magnetoelectric este funcție de raportul curenților din bobinele mobile. Avantajul esențial al logometrelor constă în faptul că atunci cînd ambele circuite de curent sînt alimentate de la o sursă comună indicația instrumentului nu este influențată de variațiile tensiunii de alimentare.

Logometrele magnetoelectrice sînt utilizate, în prezent, la construcția de ohmmetre, megohmmetre precum și în scheme de termometre electrice rezistive.

## 5.3. INSTRUMENTE CU MAGNET MOBIL

Acestea sînt constituite (fig. 5.10) dintr-o bobină fixă *1*, formată din două secțiuni alăturate, în interiorul cărora se află un magnet mobil *2* fixat pe axul cu suspensie pe paliere. Cuplul rezistent este creat de către un resort spiral *3* sau, la alte tipuri constructive, cu ajutorul unui magnet permanent fix a cărui polaritate se opune mișcării magnetului mobil. Dispozitivul de amortizare este constituit dintr-un cilindru fix *4*, din cupru sau aluminiu, în formă de pahar ; amortizarea se realizează prin curenții turbionari induși în cilindru la mișcarea magnetului mobil.

Funcționarea instrumentului se bazează pe acțiunea cîmpului magnetic produs de curentul care trece prin bobină asupra magnetului mobil ; cuplul activ care rezultă rotește magnetul mobil care tinde să ocupe poziția în care axa sa coincide cu aceea a bobinei.

Instrumentul cu magnet mobil are gabarit redus, capacitate mare de suprasarcină și poate măsura direct curenți relativ mari, datorită faptului că resortul nu este parcurs de curent ; în schimb, are sensibilitate redusă (datorită închiderii prin aer a fluxului magnetic).

Datorită robusteții lor sînt utilizate ca aparate de bord (ampermetre, voltmetre) pe autovehicule și avioane.

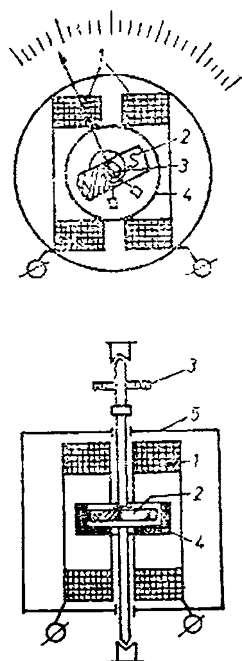


**Fig. 5.10. Instrument cu magnet mobil.**

## 5.4. INSTRUMENTE FEROMAGNETICE

Funcţionarea acestor instrumente se bazează pe interacţiunea dintre cîmpul magnetic creat la trecerea curentului printr-o bobină fixă şi una sau mai multe plăcuţe feromagnetice.

### 5.4.1. CONSTRUCŢIA ŞI FUNCŢIONAREA INSTRUMENTELOR FEROMAGNETICE

După natura forţelor care crează cuplul activ şi după modul de construcţie, instrumentele feromagnetice pot fi :

— cu atracţie, — cu respingere.

a. **Instrumentul feromagnetic cu atracţie** (fig. 5.11, *a*) este constituit dintr-o bobină plată fixă *1* cu fereastră îngustă şi o plăcuţă din material feromagnetic *2*, fixată excentric pe axul instrumentului *3*, care poate pătrunde în fereastra bobinei, rotindu-se solidar cu axul. Pe ax mai sînt fixate : resortul spiral *4* care produce cuplul rezistent, paleta amortizorului pneumatic *5* şi acul indicator *6*. Cîmpul magnetic produs la trecerea curentului prin bobina fixă, magnetizează plăcuţa feromagnetică şi o atrage spre interiorul bobinei.

b. **Instrumentul feromagnetic cu respingere** (fig. 5.11, *b*) este constituit dintr-o bobină rotundă avînd fixată o plăcuţă feromagnetică pe partea ei interioară, iar pe axul instrumentului o a doua plăcuţă feromagnetică plasată în dreptul celei fixe. Restul elementelor sînt aceleaşi ca la instrumentul cu atracţie. La trecerea curentului prin bobina fixă cîmpul magnetic creat de acesta magnetizează ambele plăcuţe în acelaşi sens, astfel încît între ele apare o acţiune de respingere care determină cuplul activ ce roteşte dispozitivul mobil.

Datorită unei tehnologii mai economice, ecranării mai simple şi posibilităţii mai uşoare de liniarizare a scării, instrumentul cu respingere s-a impus tot mai mult în construcţia aparatelor feromagnetice.

### 5.4.2. ECUAŢIA DE FUNCŢIONARE A INSTRUMENTULUI FEROMAGNETIC

Considerînd bobina instrumentului parcursă de un curent continuu $I$ expresia energiei localizată în cîmpul magnetic al bobinei, de inductivitate $L$ (dependentă de $\alpha$), este :

$$W_m = \frac{1}{2} L I^2. \tag{5.20}$$

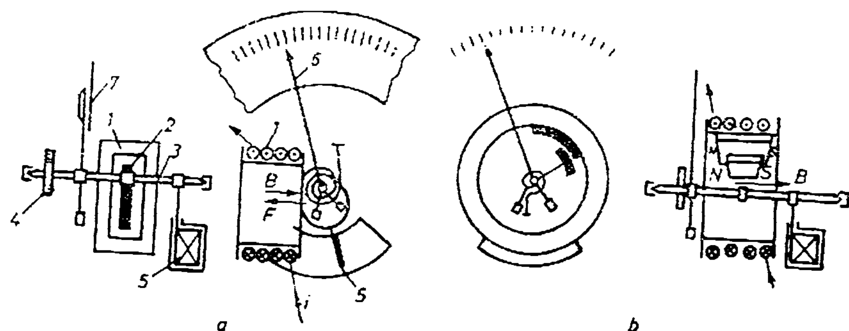



**Fig. 5.11. Instrumente feromagnetice :**
*a* — cu atracţie ; *b* — cu respingere.

Înlocuind (5.20) în expresia cuplului activ (5.3) se obține :

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha}\right)_{I=const.} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} . \tag{5.21}$$

Pentru o anume deviație $\alpha$, cuplul activ $M_a$ este echilibrat de cuplul rezistent $M_r = -D\alpha$, realizîndu-se egalitatea $\frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha} = D\alpha$, de unde rezultă ecuația de funcționare în curent continuu :

$$\alpha = \frac{1}{2D} I^2 \frac{dL}{d\alpha}. \tag{5.22}$$

Din (5.22) se deduce că, în curent continuu, deviația instrumentului feromagnetic depinde de pătratul valorii curentului.

Cînd bobina instrumentului este parcursă de un curent alternativ $i$, asupra dispozitivului mobil acționează cuplul activ instantaneu :

$$m_a = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\alpha} . \tag{5.23}$$

Datorită inerției ($f_0 \ll f$), dispozitivul mobil nu poate urmări variațiile rapide în timp ale cuplului activ (vezi tabelul 5.3) și deviația instrumentului este hotărîtă de valoarea medie a acestuia :

$$M_{a\ med} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a dt = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} \left[\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i^2 dt\right] = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\alpha} I^2, \tag{5.24}$$

Din relația de echilibru a cuplurilor (activ și rezistent) rezultă ecuația de funcționare în curent alternativ :

$$\alpha = \frac{1}{2D} I^2 \frac{dL}{d\alpha}, \tag{5.25}$$

identică cu cea din curent continuu (5.22). În curent alternativ deviația este dependentă de pătratul valorii efective a curentului, independentă de forma acestuia. Rezultă că instrumentul feromagnetic poate funcționa atît în curent continuu cît și în curent alternativ.

Inductivitatea bobinei poate fi exprimată sub forma : $L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{N}{I} \frac{NI}{R_m} = N^2 f(\alpha)$, de unde $\frac{dL}{d\alpha} = N^2 F(\alpha)$, unde $R_m$ este reluctanța căii de închidere a fluxului magnetic care include și plăcuțele feromagnetice. Efectuînd înlocuirile corespunzătoare în (5.25) se obține :

$$\alpha = \frac{1}{2D} (NI)^2 F(\alpha). \tag{5.26}$$

Pentru curentul nominal, respectiv $(NI)_{nom}$ se obține deviația $\alpha_{max}$. Relația (5.26) pune în evidență o calitate importantă a instrumentului feromagnetic, aceea de a permite o fabricație de serie avantajoasă a unor aparate pentru curenți nominali de valori diferite, prin simpla înlocuire a unei bobine cu o alta avînd același număr de amper-spire dar cu număr de spire și secțiune diferită (corespunzătoare noului curent nominal) — restul elementelor nesuferind modificări. Din relația (5.25) rezultă că scara gradată are un caracter pătratic, reperele scării fiind foarte apropiate la început și mult mai depărtate la sfîr-

șitul ei. Deoarece deviația depinde și de factorul $\frac{dL}{d\alpha} = f(\alpha)$ scara gradată poate fi liniarizată pe o anumită porțiune prin modificarea formei și poziției inițiale a plăcuțelor feromagnetice.

#### 5.4.3. PROPRIETĂȚI. UTILIZĂRI

Funcționarea este influențată de existența pieselor feromagnetice, prezența cîmpurilor magnetice exterioare, variațiile de temperatură și de frecvență.

Datorită histerezisului pe care îl prezintă plăcuțele feromagnetice la funcționarea în curent continuu, pentru o anume valoare dată a curentului, există o mică diferență între indicațiile instrumentului obținute prin creșterea, respectiv, scăderea curentului. Erorile de histerezis depind de proprietățile materialului feromagnetic. Instrumentele cu plăcuțe din material obișnuit (tolă de transformator) sînt de precizie redusă. Pentru reducerea histerezisului la instrumentele de precizie mai mare plăcuțele se realizează din aliaje fier-nichel de calitate (permalloy, mumetal, ș.a.) cu permeabilitate ridicată și histerezis neglijabil, care permit construcția unor instrumente de clasă 0,5 sau 0,2.

Funcționarea în curent alternativ nu este afectată de histerezis în schimb este influențată de curenții turbionari induși în piesele metalice ale instrumentului, care au un efect demagnetizant, micșorînd cuplul activ și respectiv deviația. La frecvență industrială însă, eroarea introdusă de curenții turbionari este mică și poate fi mult redusă prin micșorarea secțiunii pieselor metalice.

Influența cîmpului magnetic exterior poate fi mult redusă prin ecranare (închiderea bobinei într-un înveliș feromagnetic) sau printr-o construcție astatică. Instrumentul astaticizat are două bobine conectate astfel încît să creeze cîmpuri proprii de sensuri opuse și cupluri active de același sens. Cîmpul magnetic exterior se adună la cîmpul propriu al uneia din bobine și se scade din al celeilalte, astfel încît cuplul total rămîne neinfluențat.

Variația temperaturii, și respectiv a frecvenței, este însoțită de modificarea rezistenței, și respectiv a reactanței bobinei (Cu) și poate cauza erori de indicație în cazul voltmetrelor feromagnetice.

*Proprietăți*. Principalele calități derivă din faptul că bobina instrumentului este conectată direct în circuit și resortul spiral nu este parcurs de curent. Dintre calități se menționează : — capacitate de suprasarcină mare ; — posibilitate de măsurare directă a unor curenți relativ mari ; — utilizare în curent continuu și alternativ ; — cost redus. Principalele dezavantaje sînt : — consum propriu mare (fluxul magnetic se închide prin aer) ; — sensibilitate redusă ; — scara neuniformă.

*Utilizări* : în construcția ampermetrelor și voltmetrelor.

## 5.5. INSTRUMENTE ELECTRODINAMICE

Funcționarea instrumentelor electrodinamice se bazează pe interacțiunea dintre curenții care parcurg bobinele fixe și mobile ale acestora. Caracteristic acestor instrumente este lipsa fierului din construcția lor.

#### 5.5.1. CONSTRUCȚIA ȘI FUNCȚIONAREA INSTRUMENTULUI ELECTRODINAMIC

Acesta este constituit din două bobine fixe, coaxiale și o bobină mobilă fără cadru, situată în interiorul acestora, fixată pe axul instrumentului (fig. 5.12, *a*). Pe ax sînt fixate de asemenea două resorturi spirale pentru crearea

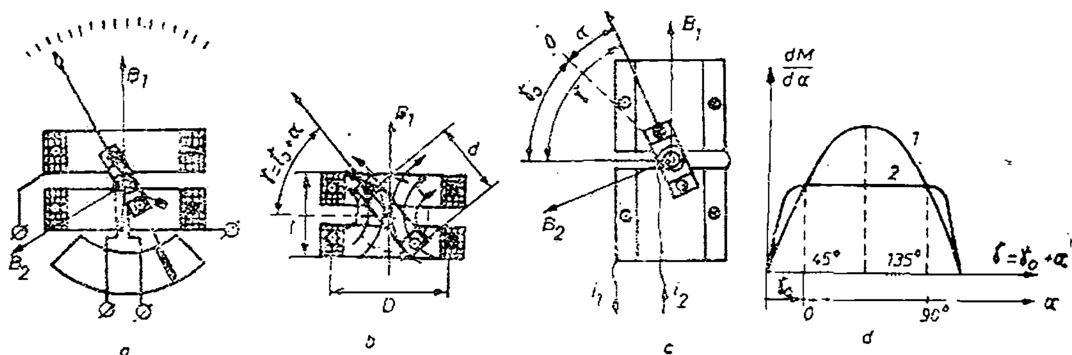


Fig. 5.12. Instrumente electrodinamice :
*a* — dispozitive componente ; *b* — cu cîmp radial ; *c* — cu cîmp uniform-axial ; *d* — curbe de variaţie a parametrului $dM/d\alpha$ : *1* — cîmp axial ; *2* — cîmp radial.

cuplului rezistent şi pentru aducerea curentului la bobina mobilă, acul indicator şi paleta amortizorului pneumatic. Bobinele fixe pot fi conectate în serie sau paralel.

Dacă bobinele fixe sînt parcurse de un curent continuu $I_1$, iar bobina mobilă de un curent continuu $I_2$, forţele electrodinamice ce apar datorită interacţiunii dintre curenţi tind să rotească bobina mobilă spre poziţia în care fluxul propriu ar coincide cu cel al bobinei fixe. Cuplul activ produs de aceste forţe se determină cu relaţia generală (5.3.), ţinînd seama că energia localizată în cîmpul magnetic al sistemului format din bobinele fixe şi mobilă se exprimă prin :

$$W_m = \frac{1}{2} L_1 I_1^2 + \frac{1}{2} L_2 I_2^2 + M I_1 I_2, \tag{5.27}$$

unde $L_1$, $L_2$ — inductivităţile proprii ale bobinelor fixă şi mobilă; $M$ — inductivitatea mutuală. Deoarece numai inductivitatea mutuală, $M$ depinde de $\alpha$, expresia cuplului activ rezultă :

$$M_a = \left(\frac{dW_m}{d\alpha}\right)_{I_1 I_2 = const} = I_1 I_2 \frac{dM}{d\alpha}. \tag{5.28}$$

Pentru o anume deviaţie $\alpha$ are loc egalitatea $M_a = D\alpha$, din care se obţine :

$$\alpha = \frac{1}{D} I_1 I_2 \frac{dM}{d\alpha}. \tag{5.29}$$

Relaţia (5.29) arată că deviaţia depinde de produsul curenţilor şi de factorul $\frac{dM}{d\alpha}$. Modul de variaţie a inductanţei mutuale cu poziţia bobinei mobile ($\alpha$) depinde de spectrul cîmpului magnetic creat de bobina fixă în spaţiul în care se află bobina mobilă. Din acest punct de vedere instrumentele electrodinamice se împart în două categorii : — cu cîmp uniform (axial) şi — cu cîmp radial.

a. **Instrumentul cu cîmp uniform axial** (fig. 5.12, *c*) are bobinele fixe alungite axial şi apropiate astfel încît cîmpul magnetic în interiorul lor este practic uniform. În acest caz inductivitatea mutuală se exprimă prin[1] :

$$M = -M_m \cos\ (\gamma_0 + \alpha), \tag{5.30}$$

unde $M_m$ este valoarea maximă a inductivităţii mutuale, $\gamma_0$ — unghiul de poziţie iniţială a bobinei mobile ($\alpha = 0$). Ţinînd seama de (5.29) şi (5.30) rezultă :

$$\alpha = \frac{Mm}{D} I_1 I_2 \sin(\gamma_0 + \alpha). \tag{5.31}$$

Curba de variaţie a factorului $\frac{dM}{d\alpha}$ funcţie de unghiul $\gamma_0+\alpha$ este sinusoidală, aşa cum se prezintă în figura 5.12, *d* (curba *1*). Se constată că printr-o alegere corespunzătoare a unghiului de poziţie iniţială $\gamma_0$ se poate obţine un domeniu de valori mari pentru factorul $\frac{dM}{d\alpha}$, respectiv pentru cuplul activ (de regulă $\gamma_0 = 45°...55°$).

b. **Instrumentul cu cîmp radial** este constituit din două bobine fixe plate şi depărtate convenabil astfel încît liniile cîmpului magnetic să intersecteze radial circumferinţa pe care se deplasează laturile active ale bobinei mobile (fig. 5.12, *b*). Pentru realizarea unui cîmp radial trebuie respectate condiţiile : $d/D = 0{,}62$ ; $l/D = 0{,}37$. În acest caz, printr-o alegere convenabilă a poziţiei iniţiale ($\gamma_0 = 45°$) se obţine pentru întreaga deplasare utilă a bobinei mobile (90°) $dM/d\alpha = \text{const.} = K$ astfel încît relaţia (5.29) devine :

$$\alpha = \frac{K}{D} I_1 I_2. \tag{5.32}$$

În figura 5.12, *d* curba *2*, trasată pentru cazul instrumentului cîmp radial, arată că pentru $\gamma_0 = 45°$ factorul $dM/d\alpha$ se menţine constant pentru $\alpha = 0...90°$.

Dacă bobinele sînt parcurse de curenţii alternativi $i_1$, $i_2$ asupra bobinei mobile acţionează cuplul activ instantaneu :

$$m_a = i_1 i_2 \frac{dM}{d\alpha}. \tag{5.33}$$

Datorită inerţiei, dispozitivul mobil nu poate urmări oscilaţiile rapide ale cuplului activ instantaneu ($f \gg f_0$). Deviaţia instrumentului va fi determinată de valoarea medie a cuplului activ :

$$M_{a\ med} = \frac{1}{T}\int_0^T m_a\, dt = \frac{dM}{d\alpha} \cdot \frac{1}{T}\int_0^T i_1 i_2\, dt. \tag{5.34}$$

Cînd curenţii $i_1$, $i_2$ sînt sinusoidali, de forma $i_1 = \sqrt{2}\, I_1 \sin \omega t$ şi $i_2 = \sqrt{2}\, I_2 \sin(\omega t \pm \varphi)$, introducînd expresiile acestora în (5.34) se obţine :

$$M_{a\ med} = I_1 I_2 \cos(\widehat{\underline{I}_1, \underline{I}_2}) \frac{dM}{d\alpha}, \tag{5.35}$$

[1]) $M = -\Phi_{12}/I_1$ ; $\Phi_{12} = \Phi_{12m}\cos(\gamma_0 + \alpha)$ ; $\Phi_{12m} = B_1 N_2 A_2 = k N_1 N_2 A_2 I_1$, de unde $M = -k N_1 N_2 A_2 \cos(\gamma_0 + \alpha) = -M_m \cos(\gamma_0 + \alpha)$.

unde $(\widehat{I_1, I_2}) = \varphi$. Ecuația de funcționare în curent alternativ rezultă

$$\alpha = \frac{1}{D} I_1 I_2 \cos(\widehat{\underline{I}_1, \underline{I}_2}) \frac{dM}{d\alpha} \tag{5.36}$$

care, pentru cele două tipuri constructive, se exprimă astfel :

— pentru instrumente cu cîmp uniform :

$$\alpha = \frac{M_m}{D} I_1 I_2 \cos(\widehat{\underline{I}_1, \underline{I}_2}) \sin(\gamma_0 + \alpha) ; \tag{5.37}$$

— pentru instrumente cu cîmp radial :

$$\alpha = \frac{K}{D} I_1 I_2 \cos(\widehat{\underline{I}_1, \underline{I}_2}). \tag{5.38}$$

*Observații*

*1.* Relațiile (5.37), (5.38) sînt valabile și în cazul cînd numai unul dintre curenți este nesinusoidal, în expresia deviației intervenind valoarea efectivă a fundamentalei curentului sinusoidal, deoarece armonicile unui singur curent nu pot contribui la producerea cuplului activ mediu.

*2.* Dacă ambii curenți sînt nesinusoidali atunci în expresia deviației intervine suma produselor dintre armonicile de același ordin prin cosinusul unghiului de defazaj dintre ele ; prezența armonicilor de ordin diferit nu afectează deviația instrumentului.

### 5.5.2. PROPRIETĂȚI. UTILIZĂRI

Datorită lipsei pieselor feromagnetice erorile constructive sînt neglijabile, în schimb factorii exteriori (cîmpuri magnetice, variații de temperatură și frecvență) pot cauza erori de indicație dacă nu se iau măsuri de reducere a acestora.

Influența cîmpurilor magnetice perturbatoare se reduce prin ecranare sau printr-o construcție astatică (ca în cazul instrumentului feromagnetic). Instrumentul astatic este de fapt constituit din două instrumente avînd bobinele mobile fixate pe un ax comun. Atît bobinele fixe cît și cele mobile sînt conectate astfel încît să realizeze cîmpuri de sensuri contrare și cupluri de același sens ; astfel cuplurile, determinate de interacțiunile dintre curenți, se adună, pe cînd cele produse de cîmpul perturbator exterior se anulează.

Variațiile temperaturii, și respectiv frecvenței, pot introduce erori datorită modificării rezistenței (Cu), și respectiv reactanței bobinelor. Aceste erori pot fi reduse la valori neglijabile prin scheme de compensare adecvate.

*Proprietăți.* Datorită lipsei elementelor feromagnetice și posibilității de compensare a erorilor suplimentare, principala calitate a acestor instrumente este precizia lor ridicată. Instrumentul electrodinamic stă la baza construcției celor mai precise aparate analogice, utilizate de regulă ca aparate etalon. Dezavantajele lor sînt : — consum propriu ridicat (datorită închiderii fluxului magnetic prin aer) ; — capacitate de suprasarcină redusă (datorită trecerii curentului prin resorturi ; — cuplu activ de valoare redusă.

*Utilizări* : ampermetre, voltmetre, wattmetre, de precizie (clasă 0,5 ; 0,2).

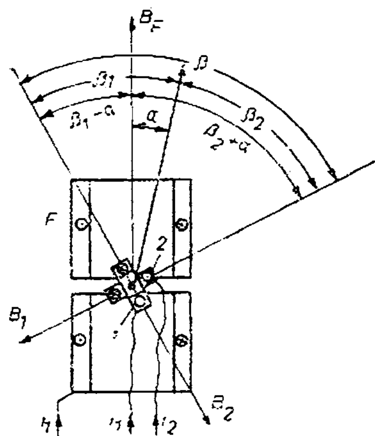



Fig. 5.13. Logometru electrodinamic.

### 5.5.3. LOGOMETRE ELECTRODINAMICE

Sînt instrumente cu cîmp axial (fig. 5.13) al căror dispozitiv mobil este constituit din două bobine mobile *1*, *2* fixate pe un ax comun sub un unghi $\beta$. Curenții sînt aduși la bobinele mobile prin fire metalice subțiri lipsite de cuplu rezistent mecanic. Dacă bobinele fixe $F$ sînt parcurse de curentul alternativ $I$, iar cele mobile de curenții $I_1$, $I_2$, datorită interacțiunii dintre curenții $I$ și $I_1$ — pe de o parte — și $I$ și $I_2$ — pe de alta — se produc două cupluri de sensuri opuse ale căror expresii, conform cu (5.35) sînt:

$$M_{1\,med} = \frac{dM_{F1}}{d\alpha} I I_1 \cos \widehat{(I, I_1)} \text{ și}$$

$$M_{2\,med} = \frac{dM_{F2}}{d\alpha} I I_2 \cos\widehat{(I, I_2)}, \qquad (5.39)$$

în care:

$$M_{F1} = -\frac{\Phi_{F1}}{I}, \quad M_{F2} = -\frac{\Phi_{F2}}{I}, \qquad (5.40)$$

unde: $M_{F1}$, $M_{F2}$ — inductivitățile mutuale între bobina fixă $F$ și bobinele mobile *1*, respectiv *2*, $\Phi_{F1}$, $\Phi_{F2}$ — fluxurile totale de inducție mutuală corespunzătoare. Cu notațiile din figura 5.13, fluxurile $\Phi_{F1}$, $\Phi_{F2}$ se pot exprima prin relațiile:

$$\Phi_{F1} = B_F N_1 A_1 \sin(\beta_1 - \alpha)\,; \quad \Phi_{F2} = B_F N_2 A_2 \sin(\beta_2 + \alpha) \qquad (5.41)$$

Ținînd seama că inducția cîmpului magnetic produs de bobina fixă $B_F$ este proporțională cu curentul $I$ ($B_F = k_B I$), înlocuind (5.41) în (5.40) și derivînd se obține:

$$\frac{dM_{F1}}{d\alpha} = M_{F1m} \cos(\beta_1 - \alpha)\,; \qquad \frac{dM_{F2}}{d\alpha} = -M_{F2m} \cos(\beta_2 + \alpha), \quad (5.42)$$

unde $M_{F1m}$, $M_{F2m}$ — valorile maxime ale inductivităților mutuale corespunzătoare. Admițînd că bobinele mobile sînt identice ($N_1 = N_2$, $A_1 = A_2$, $M_{F1m} = M_{F2m} = K$ = const. și introducînd (5.42) în (5.39) expresiile celor două cupluri devin:

$$M_{1\,med} = K I I_1 \cos\widehat{(I, I_1)} \cos(\beta_1 - \alpha),$$

$$M_{2\,med} = -K I I_2 \cos\widehat{(I, I_2)} \cos(\beta_1 + \alpha). \qquad (5.43)$$

Sub acțiunea lor dispozitivul mobil se rotește pînă în poziția $\alpha$ la care $M_{1\,med} + M_{2\,med} = 0$, de unde rezultă:

$$\frac{I_1 \cos\widehat{(I, I_1)}}{I_2 \cos\widehat{(I, I_2)}} = \frac{\cos(\beta_2 + \alpha)}{\cos(\beta_1 - \alpha)} = f(\alpha), \quad \text{respectiv}$$

$$\alpha = F\left(\frac{I_1 \cos\widehat{(I, I_1)}}{I_2 \cos\widehat{(I, I_2)}}\right). \qquad (5.44)$$

Logometrul electrodinamic este utilizat în construcția fazmetrelor.

## 5.6. INSTRUMENTE FERODINAMICE

### 5.6.1. CONSTRUCŢIA ŞI FUNCŢIONAREA INSTRUMENTULUI FERODINAMIC

Spre deosebire de instrumentul electrodinamic, lipsit complet de părţi feromagnetice, instrumentul ferodinamic are ca principal element constructiv un miez feromagnetic pe care se află aşezată bobina fixă şi în al cărui întrefier cilindric, îngust şi uniform, se poate roti bobina mobilă (fig. 5.14). Miezul se realizează din tole sau pulberi feromagnetice presate, iar bobina mobilă se construieşte fără cadru, curentul fiind adus prin intermediul resorturilor spirale care servesc şi la producerea cuplului rezistent. Amortizarea se realizează de regulă pe cale magnetică.

Funcţionarea se bazează pe interacţiunea dintre cîmpul magnetic creat în întrefier de curentul $I_1$ din bobina fixă şi curentul $I_2$ din bobina mobilă. Deoarece în întrefier cîmpul magnetic este uniform — radial, cuplul activ este de aceeaşi formă ca şi în cazul instrumentului magnetoelectric. Ca urmare, în curent continuu, cuplul activ se exprimă prin :

$$M_a = \Phi_{12} I_2, \tag{5.45}$$

cu :

$$\Phi_{12} = N_2 B_1 A_2 = k\, I_1, \tag{5.46}$$

unde : $\Phi_{12}$ este fluxul produs de bobina fixă care înlănţuie bobina mobilă ; $B_1 = k_B I_1$ — inducţia în întrefier ; $N_2$, $A_2$ — numărul de spire şi suprafaţa bobinei mobile. Din condiţia de echilibru ($M_a = -D\alpha$) se deduce ecuaţia de funcţionare în curent continuu :

$$\alpha = K\, I_1\, I_2. \tag{5.47}$$

În curent alternativ asupra dispozitivului mobil acţionează cuplul activ instantaneu :

$$m_a = \Phi_{12}(t) i_2 = k\, B_1(t) i_2. \tag{5.48}$$

Datorită inerţiei dispozitivului mobil deviaţia este determinată de cuplul activ mediu $M_{a\ med} = k \frac{1}{T}\int_0^T B_1(t) i_2\, dt$. Dacă se admite că inducţia $B_1$ este proporţională şi în fază cu curentul $I_1$ ($B_1 = k_B I_1$, $\angle B_1, I_1 = 0$) expresia cuplului activ mediu rezultă :

$$M_{a\ med} = k_M I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}), \tag{5.49}$$

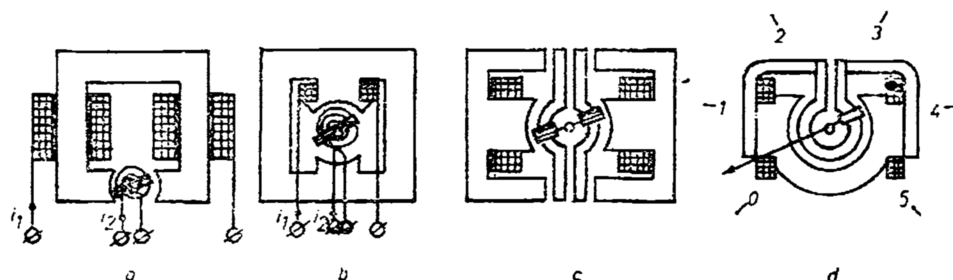



**Fig. 5.14. Instrumente ferodinamice :**
*a, b, c* — cu scară în arc de cerc (90°) ; *d* — cu scară circulară (270°).

de unde se deduce ecuaţia de funcţionare în curent alternativ :

$$\alpha = K I_1 I_2 \cos(\widehat{I_1, I_2}). \tag{5.50}$$

Se observă că ecuaţiile de funcţionare (în c.c. şi c.a) sînt identice cu cele ale instrumentului electrodinamic cu cîmp radial.

#### 5.6.2. PROPRIETĂŢI. UTILIZĂRI

Erorile instrumentelor feromagnetice sînt mai mari decît cele ale instrumentelor electrodinamice datorită prezenţei miezului feromagnetic. Erorile se datoresc neliniarităţii curbei de magnetizare, histerezisului şi curenţilor turbionari induşi în miez. Ca urmare inducţia $B_1$ nu este riguros proporţională cu curentul $I_1$ şi nici exact în fază. Din această cauză instrumentele feromagnetice sînt caracterizate printr-o precizie mai mică aceasta fiind dependentă de calitatea miezului feromagnetic. În schimb, prezenţa miezului conferă acestor instrumente o serie de avantaje : cuplu activ puternic, consum propriu redus, influenţă neglijabilă a cîmpurilor exterioare, construcţie robustă.

*Utilizări* : în construcţia unor aparate de tablou (clasa 1 ; 1,5 ; 2,5) de curent alternativ (în special wattmetre) şi a unor aparate îngistratoare (datorită cuplului activ puternic).

## 5.7. INSTRUMENTE DE INDUCŢIE

Funcţionarea acestor instrumente se bazează pe acţiunea produsă de fluxuri magnetice alternative asupra curenţilor turbionari induşi de acestea într-un element metalic care aparţine dispozitivului mobil.

După numărul de fluxuri magnetice care produc cuplul activ ele pot fi : cu flux unic sau cu fluxuri multiple ; după forma elementului activ al dispozitivului mobil pot fi : cu disc sau cu tambur. Cea mai largă utilizare o are în prezent instrumentul de inducţie cu trei fluxuri.

#### 5.7.1. INSTRUMENTUL DE INDUCŢIE CU TREI FLUXURI

Instrumentul (fig. 5.15) este constituit din doi electromagneţi *1*, *2* cu înfăşurări parcurse de curenţii alternativi $i_1$, $i_2$ şi un disc de aluminiu *3* (fixat pe axul *4*) care se poate roti în întrefierul dintre cei doi electromagneţi ; aceştia pot fi dispuşi fie în acelaşi plan, paralel cu tangenta la circumferinţa discului (construcţie de tip tangenţial), fie în plane perpendiculare, unul din electro-

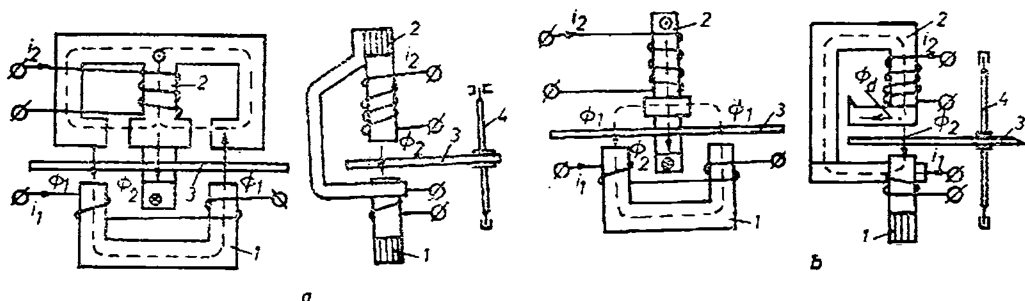



**Fig. 5.15. Instrumente de inducţie cu trei fluxuri :**
*a* — tip tangenţial ; *b* — tip radial.

magneți fiind plasat pe direcția razei discului (construcție de tip radial.) Fluxul $\Phi_1$ produs de electromagnetul *1*, străbate discul de două ori, în timp, ce fluxul $\Phi_2$, produs de electromagnetul *2*, îl străbate o singură dată închizîndu-se prin armătura de sub disc. Astfel discul este străbătut de trei ori de fluxurile produse de cei doi electromagneți, de unde vine denumirea instrumentului cu trei fluxuri. Fluxurile $\Phi_1$ și $\Phi_2$ fiind alternative induc în disc curenții turbionari $i_{1t}$ și $i_{2t}$ care se închid în jurul fluxurilor care îi produc.

În figura 5.16, *a* se prezintă căile de închidere a curenților turbionari care interesează producerea cuplului activ. Datorită interacțiunii dintre fiecare din cele trei fluxuri și curenții turbionari din disc, care circulă în zona de acțiune a fluxurilor respective, se produc forțe care determină apariția cuplului activ al instrumentului. Ținînd seama de fluxurile și curenții care interacționează (fig. 5.16, *a*) precum și de sensurile forțelor de interacțiune expresiile cuplurilor active instantanee sînt:

$$m_{a1} = k_1\Phi_2(t)\, i_{1t}\,;\quad m_{a2} = k_2\Phi_1(t)i_{2t}\,;\quad m_{a3} = k_3\Phi_1(t)i_{2t}. \tag{5.51}$$

Datorită inerției mișcarea discului este determinată de cuplul activ mediu:

$$M_{a\ med} = \frac{1}{T}\int_0^T (m_{a1} + m_{a2} + m_{a3})dt = k_1\Phi_2 I_{1t}\cos(\widehat{\underline{\Phi}_2,\ \underline{I}_1}) -$$

$$- k_2\Phi_1 I_{2t}\cos(\widehat{\underline{\Phi}_1,\ \underline{I}_{2t}}) - k_3\Phi_1 I_{2t}\cos(\widehat{\underline{\Phi}_1,\ \underline{I}_{2t}}). \tag{5.52}$$

Admițînd curenții $i_1$, $i_2$, respectiv fluxurile $\Phi_1$, $\Phi_2$ sinusoidale și defazate cu unghiul $\psi$ ($\Phi_1(t) = \sqrt{2}\,\Phi_1 \sin\ \omega t$, $\Phi_2(t) = \sqrt{2}\Phi_2 \sin\ (\omega t - \psi)$) conform diagramei fazoriale din figura 5.16, *b*, rezultă:

$$(\widehat{\underline{\Phi}_2,\ \underline{I}_{1t}}) = 90 - \psi \text{ și } (\widehat{\underline{\Phi}_1,\ \underline{I}_{2t}}) = 90 + \psi.$$

Introducînd valorile unghiurilor în (5.52) se obține:

$$M_{a\ med} = k_1\ \Phi_2 I_{1t} \sin\psi + k_2\ \Phi_1\ I_{2t} \sin\psi + k_3\ \Phi_1\ I_{2t} \sin\psi. \tag{5.53}$$

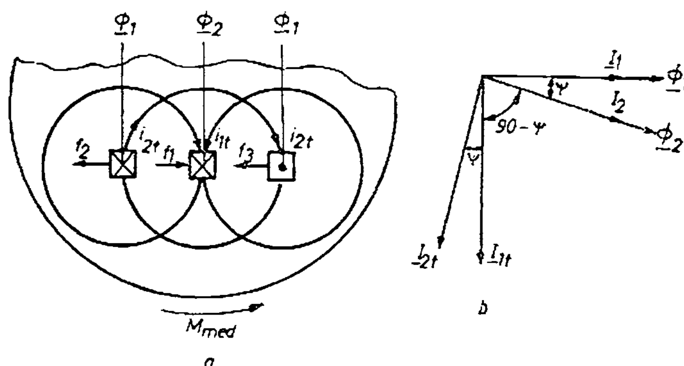



**Fig. 5.16. Producerea cuplului activ la instrumentul de inducție:**
*a* — căile de închidere a curenților turbionari; *b* — diagrama fazorială a fluxurilor și curenților.

Curenţii turbionari pot fi exprimaţi, pe baza legii inducţiei electromagnetice, prin relaţii de forma : $I_{1t} = k_{1t}\,\omega\,\Phi_1$ şi $i_{2t} = k_{2t}\,\omega\,\Phi_2$. Efectuînd înlocuirile cuvenite în (5.53) se obţine :

$$M_{a\,med} = K\,\omega\,\Phi_1\,\Phi_2 \sin(\widehat{\underline{\Phi}_1, \underline{\Phi}_2}). \tag{5.54}$$

Prin urmare, cuplul activ mediu este proporţional cu produsul dintre valorile efective ale celor două fluxuri şi cu sinusul unghiului de defazaj dintre ele.

#### 5.7.2. PROPRIETĂŢI. UTILIZĂRI

Funcţionarea instrumentului este influenţată de existenţa miezurilor feromagnetice, caracterizate prin neliniaritatea dintre fluxuri şi curenţi, de prezenţa histerezisului şi a curenţilor turbionari. Indicaţiile instrumentului pot fi de asemenea afectate de erori cauzate de variaţiile de frecvenţă şi temperatură.

Dintre calităţile instrumentelor de inducţie se menţionează : cuplu activ puternic şi slabă influenţă a cîmpurilor exterioare (datorită miezului feromagnetic) ; capacitate mare de suprasarcină şi construcţie robustă (deoarece dispozitivul mobil nu necesită aducerea vreunui curent). Unul din principalele avantaje îl constituie faptul că permite construcţia unor aparate cu mişcare continuă a dispozitivului mobil (de tip contor) precum şi a unor aparate indicatoare cu scara circulară. În schimb, prezintă dezavantajul unei precizii reduse datorită importantelor surse de erori menţionate (clasa 1,5 ; 2,5).

*Utilizări* : în construcţia contoarelor de energie de curent alternativ.

### 5.8. INSTRUMENTE ELECTROSTATICE

Funcţionarea acestora se bazează pe forţele electrostatice care se exercită între armăturile unui condensator la aplicarea unei tensiuni electrice ; una din armături fiind mobilă, se deplasează sub acţiunea cuplului activ determinat de forţele electrostatice, servind la măsurarea tensiunii aplicate. Constructiv se realizează instrumente la care variaţia capacităţii, în timpul funcţionării, se produce prin variaţia suprafeţei active a armăturilor sau a distanţei dintre armături.

#### 5.8.1. INSTRUMENTUL ELECTROSTATIC CU VARIAŢIA SUPRAFEŢEI ARMĂTURILOR

Este constituit (fig. 5.17) din două armături metalice fixe *1*, avînd forma unor sectoare de cutie cilindrică foarte plată (numite cadrane), în interiorul cărora se află o paletă mobilă din aluminiu *2* de forma unui sector dublu de cerc. La unele instrumente, de sensibilitate relativ mare, paleta este susţinută pe fire tensionate, în care caz, de regulă, instrumentul se prevede cu indicator optic ; în cazul instrumentelor de sensibilitate redusă paleta este fixată pe un ax cu suspensie pe paliere, cuplul rezistent fiind realizat cu resorturi spirale. Instrumentul se mai prevede cu amortizor pneumatic sau electromagnetic şi este introdus într-o cutie metalică (ecran) pentru protecţia împotriva cîmpurilor electrice exterioare.

La aplicarea unei tensiuni continue $U$ între armătura mobilă şi armăturile fixe, forţele electrostatice determină apariţia unui cuplu activ care roteşte paleta mobilă în sensul creşterii capacităţii şi energiei localizată în condensatorul format de sistemul de armături. Cuplul activ se determină pe baza relaţiei

generale (5.4). Avînd în vedere că energia localizată în cîmpul electric este $W_e = \frac{1}{2} CU^2$, cuplul activ rezultă :

$$M_a = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \qquad (5.55)$$

Din condiţia de echilibru a cuplurilor ($M_a = -D\alpha$) se deduce ecuaţia de funcţionare în curent continuu :

$$\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \qquad (5.56)$$

În curent alternativ asupra paletei mobile acţionează cuplul activ instantaneu :

$$m_a = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} u^2. \qquad (5.57)$$

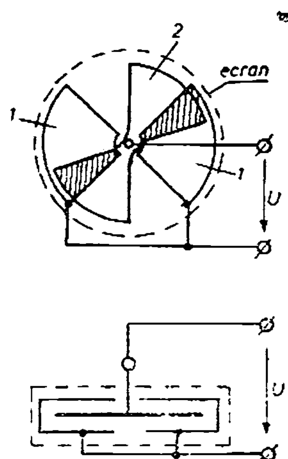



**Fig. 5.17. Instrument electrostatic cu variaţia suprafeţei active a armăturilor.**

Datorită inerţiei deviaţia este hotărîtă de cuplul activ mediu :

$$M_{a\ med} = \frac{1}{T} \int_0^T m_a \, dt = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt = \frac{1}{2} \frac{dC}{d\alpha} U^2. \qquad (5.58)$$

Ecuaţia de funcţionare în curent alternativ rezultă de aceeaşi formă ca şi în curent continuu :

$$\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dC}{d\alpha} U^2, \qquad (5.59)$$

unde $U$ este valoarea efectivă a tensiunii.

#### 5.8.2. PROPRIETĂŢI. UTILIZĂRI

Funcţionarea este influenţată de cîmpurile electrice străine dar acestea sînt eliminate prin ecranarea instrumentului.

Dintre calităţi se menţionează : măsoară direct tensiuni continue şi alternative indiferent de forma acestora, au consum nul sub tensiune continuă şi neglijabil sub tensiune alternativă, nu sînt influenţate de temperatură, pot fi realizate aparate de precizie ridicată, au domeniu larg de frecvenţă (MHz). În schimb au un cuplu activ de valoare mică, motiv pentru care nu pot funcţiona decît la tensiuni mari (sute sau mii de volţi).

*Utilizări* : voltmetre de laborator pentru tensiuni relativ mici (sute de volţi) şi frecvenţe înalte (MHz) şi voltmetre pentru tensiuni înalte şi frecvenţe joase ; pot fi realizate de asemenea wattmetre speciale (fără consum).

### 5.9. INSTRUMENTE TERMICE

Funcţionarea acestor instrumente se bazează pe alungirea sau deformarea reversibilă a unor conductoare sub acţiunea căldurii disipate la trecerea curentului electric. Din această categorie fac parte instrumentele bimetalice şi cele cu fir cald.

### 5.9.1. INSTRUMENTE BIMETALICE

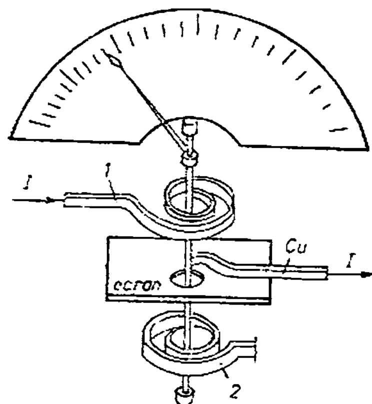



Fig. 5.18. Instrument bimetalic.

Elementul activ al acestora (fig. 5.18) este o lamă bimetal *1*, înfășurată sub formă de spirală[1] avînd un capăt fixat pe axul instrumentului și celălalt la partea fixă. Curentul de măsurat *I* trece prin bimetalul *1*, axul instrumentului și banda de cupru (Cu) care este lipsită de cuplu rezistent. Datorită căldurii dezvoltată în bimetalul *1* prin efect Joule-Lenz acesta se desfășoară rotind axul instrumentului și acul indicator fixat pe acesta. Cuplul rezistent este produs de un al doilea bimetal *2*, identic cu primul dar înfășurat în sens invers și care nu este parcurs de curent, fiind totodată protejat de un ecran de pertinax împotriva căldurii radiate de bimetalul activ *1*. Bimetalul *2* mai servește și la înlăturarea influenței variațiilor de temperatură ale mediului ambiant. După stabilirea echilibrului termic se stabilește deviația dispozitivului mobil care, avînd în vedere principiul de funcționare, este proporțională cu pătratul curentului :

$$\alpha = K\, I^2. \tag{5.60}$$

Instrumentul funcționează atît în curent continuu cît și în curent alternativ unde măsoară valoarea efectivă. Datorită inerției termice considerabile a instrumentului stabilirea deviației permanente durează cîteva minute după stabilirea curentului corespunzător ; dacă în acest timp curentul își modifică valoarea, instrumentul indică valoarea efectivă medie pe intervalul de timp respectiv. Unele instrumente se prevăd cu un indicator de maxim care, fiind antrenat de acul indicator, rămîne în poziția extremă atinsă de acesta într-un interval de timp prestabilit ; alte instrumente se prevăd și cu un sistem de contacte pentru semnalizarea curentului maxim admis.

Instrumentele bimetalice sînt caracterizate printr-un cuplu activ foarte puternic, capacitate mare de suprasarcină, lipsa influenței cîmpurilor exterioare și variațiilor de frecvență (în jurul frecvenței industriale). Precizia lor este însă redusă, în jur de 3%.

*Utilizări* : în construcția de ampermetre de tablou pentru indicarea sau înregistrarea mediei valorii efective a curentului sau a valorii maxime atinse într-un interval de timp.

### 5.9.2. INSTRUMENTE CU FIR CALD

Se menționează doar că funcționarea acestora se bazează pe alungirea unui fir conductor subțire datorită încălzirii firului cînd acesta este parcurs de curentul de măsurat. Aparatele bazate pe instrumentul cu fir cald prezintă azi doar un interes istoric, ele fiind scoase din uz și înlocuite de aparate termoelectrice sau electronice.

---

[1] Lama bimetal este alcătuită din două benzi subțiri din metale cu coeficienți de dilatare termică foarte diferiți, lipite prin sudură de-a lungul uneia din suprafețe. Încălzirea provoacă modificarea formei lamei ca urmare a dilatării numai a uneia din benzile componente.

# 6
# PUNŢI DE MĂSURARE

Punţile sînt mijloace de măsurare larg utilizate în tehnica măsurărilor electrice. Funcţionarea punţilor se bazează pe metoda de zero, permiţînd măsurarea, cu precizie ridicată, a valorilor parametrilor elementelor de circuit (*R*, *L*, *C*) şi a oricăror mărimi fizice convertibile în *R*, *L*, *C*. Într-o latură a punţii se conectează elementul de circuit, al cărui parametru de valoare necunoscută urmează să se determine în funcţie de elemente cunoscute, introduse în celelalte laturi.

Punţile se pot clasifica după mai multe criterii :

1) *după felul sursei de alimentare* : punţi de curent continuu şi punţi de curent alternativ ;

2) *după natura mărimii măsurate* : punţi de rezistenţe, punţi pentru măsurarea inductivităţii proprii *L* şi a factorului de calitate *Q*, punţi pentru măsurarea capacităţii *C* şi a unghiului de pierderi dielectrice δ, punţi de impedanţe, punţi de frecvenţe, punţi *R*, *L*, *C*.

3) *după structură* : punte simplă (Wheatstone) şi punţi derivate din aceasta ;

— punţi de c.a cu laturi cuplate magnetic (cu transformator) ;
— punţi de c.a cu circuite de măsurare în dublu T ;
— punţi de c.a bazate pe metoda de rezonanţă ;
— punţi de c.a cu modulare-demodulare.

4) *după regimul de lucru* : punţi în regim echilibrat şi punţi în regim dezechilibrat. La punţile în regim echilibrat, se aduce la zero tensiunea la bornele indicatorului de nul prin reglarea elementelor punţii, iar mărimea necunoscută se determină din condiţia de echilibru. Echilibrarea se poate realiza manual sau automat. La punţile în regim dezechilibrat, mărimea necunoscută se determină din deviaţia aparatului indicator (care a fost etalonat în prealabil în unităţi ale mărimii de măsurat).

## 6.1. PUNŢI DE CURENT CONTINUU

Punţile de curent continuu reprezintă unul dintre cele mai vechi mijloace de măsurare cu precizie a *rezistenţei*, într-un larg interval de valori, de la $10^{-6}$ la $10^{10}$ Ω, cu erori de 1 –2% în cazul punţilor portabile şi pînă la 0,001% în cazul unor punţi de laborator speciale.

În funcţie de valoarea rezistenţei măsurate, punţile alimentate în c.c se clasifică în trei categorii :

1) punţi pentru măsurarea rezistenţelor de valori medii ($1 \div 10^{10}$) Ω. (punţi Wheatstone), la care elementul de măsurat este un element dipolar ;

2) punţi pentru măsurarea rezistenţelor de valori mici (punţi Thomson), la care elementul de măsurat este un element cuadripolar ;

3) punți pentru măsurarea rezistențelor de valori mari (punți Megohm), la care elementul de măsurat este un element tripolar.

Utilizarea conexiunilor cuadripolare și a celor tripolare se impune pentru eliminarea efectului rezistențelor serie $R_s$ a conexiunilor (în cazul măsurării rezistențelor de valori mici), respectiv a rezistențelor paralel de izolație $R_p$ (în cazul măsurării rezistențelor de valori mari).

### 6.1.1. PUNTEA SIMPLĂ (WHEATSTONE) ALIMENTATĂ ÎN CURENT CONTINUU

Puntea Wheatstone (fig. 6.1) este o rețea completă cu patru noduri, în laturile patrulaterului conectîndu-se rezistențele $a$, $b$, $R$ și $R_x$ ($R_x$ fiind rezistența necunoscută). Într-o diagonală se conectează un indicator de nul (galvanometru de c.c sau indicator electronic de c.c) ; în cealaltă diagonală se conectează sursa de tensiune (electrochimică sau electronică).

Puntea Wheatstone alimentată în curent continuu poate funcționa :

— în regim echilibrat (tensiunea la bornele indicatorului de nul este zero, $\Delta U = 0$) ;

— în regim dezechilibrat (tensiunea la bornele aparatului indicator conectat în diagonala punții este diferită de zero, $\Delta U \neq 0$).

#### 6.1.1.1. FUNCȚIONAREA PUNȚII WHEATSTONE ÎN REGIM ECHILIBRAT

Principiul metodei de măsurare a rezistenței necunoscute $R_x$ constă în *echilibrarea punții* prin : *a*) variația rezistenței de comparație $R$ la raport $\frac{a}{b} =$ $=$ const. sau *b*) variația raportului $\frac{a}{b}$ la rezistență $R =$ const. Deci, în funcție de modul de realizare a echilibrului, se deosebesc *punți cu rezistența de comparație variabilă* și *punți cu raport variabil*.

La punțile cu rezistență variabilă (fig. 6.2, *a*), $R$ este un rezistor în decade (3...6 decade), eventual completat cu o rezistență variabilă continuu, iar

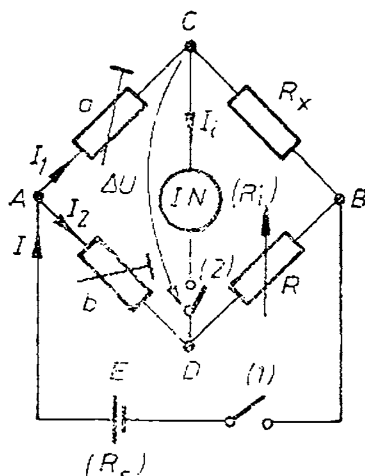


Fig. 6.1. Puntea simplă Wheatstone alimentată în curent continuu.

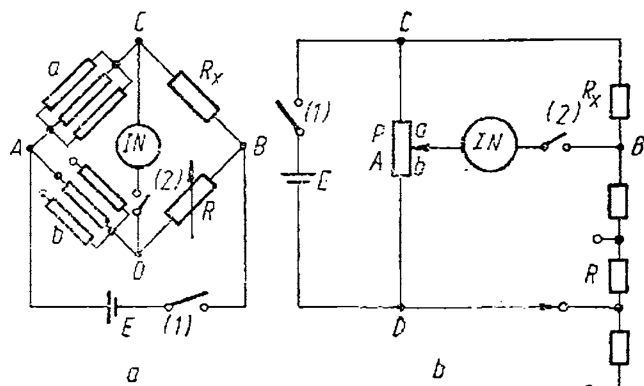


Fig. 6.2. Variante constructive de punte Wheatstone : *a* — cu rezistență de comparație variabilă ; *b* — cu raport variabil.

$a$ şi $b$ sînt rezistenţe fixe comutabile, raportul $\frac{a}{b}$ putînd fi modificat în valori de forma $10^n$ ($n = -3...+3$). Precizia acestor punţi este de 0,001... 0,1%. Sînt folosite în cazul măsurătorilor care necesită o precizie ridicată (investigarea unui material nou, etalonarea şi verificarea unor mijloace de măsurare etc.).

La punţile cu raport variabil (fig. 6.2, *b*), se foloseşte un potenţiometru $P$, al cărui cursor determină raportul rezistenţelor $\frac{a}{b}$. Rezistenţa $R$ este comutabilă pentru obţinerea mai multor game de măsurare. Precizia acestor punţi este de 0,1...1%. De aceea, ele se folosesc ca punţi portabile, la măsurări curente în secţii de montaj sau de reparaţii de maşini şi aparate electrice.

Indiferent de tipul punţii, momentul echilibrului este pus în evidenţă prin obţinerea deviaţiei zero la indicatorul de nul, cu întreruptoarele *1* şi *2* închise. Deci, curentul prin diagonala indicatorului de nul este :

$$I_i = 0 \tag{6.1}$$

adică, potenţialele punctelor $C$ şi $D$ sînt egale $V_C = V_D$, iar tensiunea la bornele indicatorului de nul este :

$$\Delta U = U_{CD} = V_C - V_D = 0$$

În consecinţă, sînt satisfăcute relaţiile :

$$U_{AC} = U_{AD} \rightarrow aI_1 = bI_2 \tag{6.2}$$

$$U_{CB} = U_{DB} \rightarrow R_xI_1 = RI_2 \tag{6.3}$$

$R$ fiind valoarea rezistenţei de comparaţie la echilibru.

Raportînd (6.2) la (6.3) rezultă condiţia de echilibru a punţii Wheatstone alimentată în c.c. :

$$\frac{a}{R_x} = \frac{b}{R} \text{ sau } \frac{a}{b} = \frac{R_x}{R}. \tag{6.4}$$

Valoarea rezistenţei necunoscute $R_x$ va fi :

$$R_x = \frac{a}{b} R. \tag{6.5}$$

Deci, rezistenţa necunoscută $R_x$ este dată de produsul dintre rezistenţa de comparaţie la echilibru $R$ şi raportul rezistenţelor $a$ şi $b$.

Condiţia de echilibru (6.5) se regăseşte aplicînd teoremele de rezolvare a circuitelor electrice şi determinînd expresia curentului prin indicatorul de nul :

$$I_i = E \frac{aR - bR_x}{aR_x(b+R) + bR(a+R_x) + R_sR_i(a+b+R+R_x) + R_i(a+R_x)(b+R) + R_s(a+b)(R_x+R)} \tag{6.6}$$

În relaţia (6.6) $R_s$ este rezistenţa sursei, iar $R_i$ — rezistenţa indicatorului de nul.

Numitorul expresiei (6.6) poate fi scris sub forma : $R\sigma + \tau$, unde cu $\tau$ s-a notat suma termenilor care nu îl conţin pe $R$. Deci :

$$I_i = E\frac{aR - bR_x}{R\sigma + \tau}. \tag{6.7}$$

În momentul echilibrului, cînd curentul este zero, $I_i = 0$, anulînd numărătorul, regăsim condiţia (6.4) de echilibru a punţii :

$$aR - bR_x = 0.$$

Pentru determinarea *modului de echilibru a punții*, se trasează caracteristica deviației $\alpha$ a indicatorului de nul funcție de rezistența reglabilă $R$, $\alpha = f(R)$. Notînd cu $C_I$ — constanta de curent a indicatorului de nul, deviația $\alpha$ este:

$$\alpha = \frac{I_t}{C_I} = \frac{E}{C_I} \cdot \frac{aR - bR_x}{R\sigma + \tau}. \tag{6.8}$$

În figura 6.3 este reprezentată grafic curba $\alpha = f(R)$.

— Pentru $R = 0$ ; $\alpha = -\frac{E}{C_I} \cdot \frac{bR_x}{\tau}$, deci deviația este negativă ;

— Pentru $R = \infty$; $\alpha = \frac{E}{C_I} \cdot \frac{a}{\sigma}$, deci deviația este pozitivă.

Intersecția curbei $\alpha = f(R)$ cu axa absciselor, $\alpha = 0$, corespunde momentului echilibrului, care se obține pentru o valoare $R = R_e$ a rezistenței reglabile, numită *rezistență de echilibru* de valoare $R_e = R = \frac{bR_x}{a}$. Se presupune rigla indicatorului de nul (galvanometru) situată în direcția axei $\alpha$ a curbei $\alpha = f(R)$, convenindu-se ca deviațiile în stînga poziției de zero a riglei să fie considerată negative, iar cele din dreapta, pozitive.

*Echilibrarea* decurge astfel :

— se alege un raport $\frac{a}{b} = \frac{1\,000}{1\,000} = 1$ ;

— se dă rezistenței reglabile $R$ valoarea zero ($R = 0$) ;

— închizînd întreruptoarele *1* și *2* se urmărește deviația indicatorului de nul, aceasta trebuind să fie *în stînga* $\left(\text{pentru } R = 0,\quad \alpha = -\frac{E}{C_I} \cdot \frac{bR_x}{\tau}\right)$. Dacă pentru $R = 0$ deviația este spre dreapta, se schimbă polaritatea legăturilor la sursa de tensiune continuă ;

— se crește treptat rezistența de comparație pînă cînd, pentru o valoare a acesteia $R = R_e$, se obține $\alpha = 0$, deci echilibrul punții. Dacă s-a adoptat acest mod de lucru, este simplu de știut cum trebuie variată rezistența $R$ pentru obținerea echilibrului punții ;

— cînd se obține o deviație la stînga pe scara gradată a indicatorului de nul (galvanometru), înseamnă că rezistența reglabilă $R$ are o valoare mai mică decît rezistența de echilibru, deci este necesară creșterea lui $R$ ;

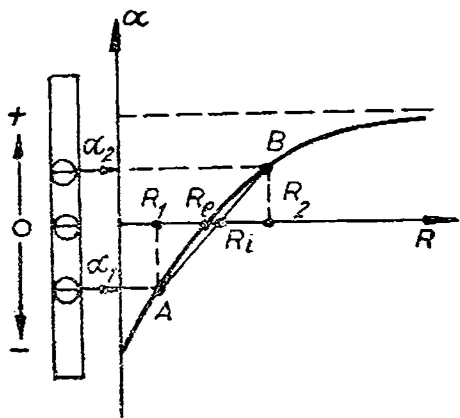



**Fig. 6.3. Caracteristica deviației indicatorului de nul funcție de rezistența de comparație, $\alpha = f(R)$.**

— cînd se obține o deviație la dreapta, trebuie scăzută rezistența $R$ pentru obținerea echilibrului punții.

În cazul în care nu este posibilă obținerea valorii de echilibru, este necesară *operația de interpolare* : se dau rezistenței de comparație $R$ valorile apropiate $R_1$ și $R_2$, cărora le corespund o deviație la stînga $\alpha_1$, respectiv la dreapta $\alpha_2$, pe scara gradată (fig. 6.3). Intersecția coardei $AB$ cu axa absciselor corespunde unei valori a rezistenței notată cu $R_i$ și numită *rezistență de interpolare*. Din asemănarea triunghiurilor $AR_1R_i$ și $BR_2R_i$ se deduce valoarea rezistenței de interpolare :

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{R_i - R_1}{R_2 - R_i}, \text{ de unde:}$$

$R_i = R_1 + \frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \alpha_2}(R_2 - R_1)$, iar rezistența necunoscută $R_x$ se calculează cu relația :

$$R_x = \frac{a}{b} R_i.$$

*Observații asupra echilibrării :*

1) Alegerea raportului $\frac{a}{b}$ influențează asupra preciziei rezultatelor măsurării. Rezultatul trebuie să aibă o precizie maximă, adică $\frac{a}{b}$ se va alege astfel încît în momentul echilibrului să fie introdusă în circuit cea mai mare decadă a rezistenței $R$.

2) La măsurarea unei rezistențe necunoscute se alege la început raportul $\frac{a}{b} = \frac{1\,000}{1\,000} = 1$. Dacă la obținerea echilibrului se observă că s-a utilizat pentru $R$ și decada cea mai mare, înseamnă că măsurarea este corectă și raportul $\frac{a}{b} = 1$ este cel mai indicat.

— Dacă nu s-au folosit toate decadele în momentul echilibrului, se alege un raport subunitar, $\frac{a}{b} < 1$.

— Dacă s-a ajuns la valoarea maximă $R_{max}$ a rezistenței de comparație și deviația se menține în stînga, înseamnă că $R_x > R_{max}$ și pentru a se putea face măsurarea e necesar să se adopte $\frac{a}{b} > 1$.

3) Aproximarea rezistenței de echilibru $R_e$ cu rezistența de interpolare $R_i$ introduce o *eroare sistematică de metodă*, deoarece totdeauna $R_i > R_e$ (fig. 6.3).

#### 6.1.1.2. CARACTERISTICILE METROLOGICE ALE PUNȚII WHEATSTONE ÎN REGIM ECHILIBRAT

1) *Intervalul de măsurare.* Teoretic, limitele intervalului de măsurare se determină din condiția de echilibru, în care se introduc valorile rezistențelor :

$$R_{x\,min} = R_{min} \cdot \frac{a_{min}}{b_{max}} = 0{,}1 \cdot \frac{1}{10^3} = 10^{-4}\ \Omega.$$

$$R_{x\,max} = R_{max} \cdot \frac{a_{max}}{b_{min}} = 10^4 \cdot \frac{10^3}{1} = 10^7\ \Omega.$$

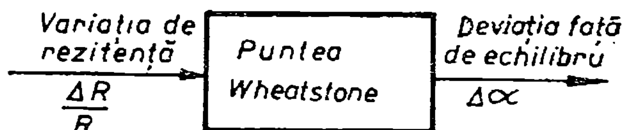



Fig. 6.4. Referitoare la definirea sensibilității punții Wheatstone.

Practic intervalul de măsurare este limitat între 1 Ω și 1 MΩ, deci $R_x \in [1,10^6]$ Ω.

Rezistențele care ies din cadrul acestor limite se măsoară cu erori mari din cauza rezistențelor $R_s$ și $R_p$ :

a) în cazul rezistențelor sub 1 Ω, intervin rezistențele $R_s$ ale conductoarelor de legătură și punctelor de contact, de același ordin de mărime cu rezistența de măsurat ;

b) în cazul rezistențelor peste 1MΩ apare un efect de șuntare a rezistenței de măsurat de către rezistența $R_p$ de scurgere dintre bornele punții la care se racordează $R_x$.

2) *Sensibilitatea punții.* Prin sensibilitate se înțelege raportul dintre variația mărimii de ieșire și variația corespunzătoare a mărimii de intrare. La puntea Weatstone, (fig. 6.4) variația rezistenței de comparație $\frac{\Delta R}{R}$ în jurul valorii de echilibru produce o variație $\Delta\alpha$ a indicației indicatorului de nul:

$$S = \lim_{\Delta R \to 0} \left.\frac{\Delta\alpha}{\frac{\Delta R}{R}}\right|_{echil.} = \left.\frac{d\alpha}{\frac{dR}{R}}\right|_{echil.} = R\frac{d\alpha}{dR} \quad [\text{div}]. \tag{6.9}$$

Pentru calculul analitic al sensibilității, se introduc în relația (6.9) expresiile (6.5) și (6.6) și se obține valoarea sensibilității teoretice :

$$S_t = \frac{E}{C_I} \cdot \frac{1}{R_x} \cdot \frac{1}{\left[R_i\left(\frac{1}{R_x}+\frac{1}{a}\right)+1+\frac{R}{R_x}\right]\left[R_s\left(\frac{1}{R_x}+\frac{1}{R}\right)+1+\frac{a}{R_x}\right]} \quad [\text{div}]. \tag{6.10}$$

Pentru o rezistență de măsurat dată $R_x$, sensibilitatea depinde de 6 parametri, dintre care 4 externi legați de sursă (tensiunea $E$ și rezistența $R_s$) și de indicatorul de nul (constanta de curent $C_I$ și rezistența $R_i$) și 2 interni $\left(\text{două dintre cele 3 rezistențe } a, b, R \text{ între care există relația: } R_x = \frac{a}{b}R\right)$.

Sensibilitatea este direct proporțională cu tensiunea de alimentare $E$ și invers proporțională cu constanta de curent $C_I$ a indicatorului de nul. Deci, pentru a avea o sensibilitate mare se vor utiliza : o sursă de tensiune de valoare $E$ compatibilă cu rezistența $R_x$ (fără a depăși curenții maximi admisibili prin rezistențele punții) și un indicator de nul de constantă de curent cît mai mică.

Sensibilitatea experimentală cu care se face o anumită măsurare se determină conform definiției (6.9), considerînd mici variații în jurul valorii de interpolare (fig. 6.4) :

$$S_e = R_i\frac{\Delta\alpha}{\Delta R} = R_i\frac{\alpha_1}{R_i - R_1} = R_i\frac{\alpha_2}{R_2 - R_i} \text{ sau } S_e = R_i\frac{\alpha_1+\alpha_2}{R_2 - R_1} \quad [\text{div}]. \tag{6.11}$$

Deci, sensibilitatea experimentală $S_e$ este cu atît mai mare cu cît $R_2$ și $R_1$ sînt mai apropiate ca valoare și cu cît deviațiile indicatorului de nul sînt mai mari.

3) *Precizia măsurării unei rezistențe $R_x$ cu puntea.* Eroarea limită de măsurare a rezistenței $R_x$ prezintă două componente : $\Delta R_{xt}$ — eroarea intrinsecă și $\Delta R_{xv}$ — eroarea suplimentară :

$$\Delta R_{xt} = \Delta R_{xi} + \Delta R_{xv}. \tag{6.12}$$

*Eroarea intrinsecă* $\Delta R_{xt}$ este eroarea limită de măsurare în condiții de referință, stabilite prin norme, sub formă de valori de referință și intervale de referință pentru mărimile de influență (temperatură, umiditate) (tab. 6.1) și se calculează cu relația :

$$\Delta R_{xi} = \pm \frac{c}{100}\left(\frac{R_N}{k} + R_x\right), \tag{6.13}$$

în care :

$c$ este clasa de precizie a punții ;

*Tabelul 6.1*

**Valori de referință ale mărimilor de influență**

| Mărimea de influență | Valoarea de referință | Clasa de precizie | Toleranțe admise pentru verificări în funcție de clasa de precizie |
|---|---|---|---|
| Temperatura ambiantă | 20°C | 0,001...0,002<br>0,005...0,05<br>0,1 ...10 | ±0,2°C<br>±0,5°C<br>±1,0°C |
| Umiditate relativă | 40...60% | | |

$R_N = 10^n$ [Ω] — o rezistență convențională, care reprezintă cea mai mare valoare de forma $10^n$ conținută în intervalul de măsurare al punții, pentru un raport $\frac{a}{b}$ dat. Pentru $R_{max} = 11\,111$ Ω. și :

$$\frac{a}{b} = 1 \qquad R_N = 10^4\ \Omega.$$

$$\frac{a}{b} = \frac{1}{10} \qquad R_N = 10^3\ \Omega.$$

$$\frac{a}{b} = 10 \qquad R_N = 10^5\ \Omega.$$

$k$ — constantă indicată de constructor, $k = 10,\ 100$ ;

$R_x$ — valoarea măsurată a rezistenței necunoscute dată de relația

$$R_x = R\frac{a}{b}.$$

*Eroarea suplimentară* $\Delta R_{xv}$ este eroarea de măsurare datorită variației unei singure mărimi de influență (temperatură, umiditate) în afara intervalului de referință, dar în interiorul intervalului de utilizare și se exprimă în procente de eroarea intrinsecă (tab. 6.2).

Tabelul 6.2

**Limitele intervalului de utilizare şi eroarea suplimentară**

| Mărimea de influenţă | Clasa de precizie | Limitele intervalului de utilizare | Eroarea suplimentară raportată la eroarea intrinsecă $\frac{\Delta R_{xt}}{\Delta R_{xi}}$ % |
|---|---|---|---|
| Temperatura ambiantă | 0,001...0,002<br>0,005...0,01<br>0,02 ...10 | Valoarea de referinţă $\pm 2°C$<br>Valoarea de referinţă $\pm 5°C$<br>Valoarea de referinţă $\pm 10°C$ | 100% |
| Umiditatea relativă | 0,001...10 | 25...75% | 20% |

Dacă în momentul măsurării, mărimea de influenţă are o valoare cuprinsă în intervalul de referinţă, precizia măsurării este exprimată prin eroarea limită de măsurare care este egală cu eroarea intrinsecă ($\Delta R_{xl} = \Delta R_{xi}$, $\Delta R_{xt} = 0$).

Punţile construite la Institutul naţional de metrologie din Bucureşti au clase de precizie:

$$c = 0{,}02\ ;\ 0{,}05\ ;\ 0{,}1.$$

**Exemplu**

La măsurarea unei rezistenţe $R_x$ s-a adoptat $\frac{a}{b} = \frac{100}{1\,000}$ şi s-a obţinut echilibrul pentru $R = 1\,998{,}2\ \Omega$. Ştiind că puntea Wheatstone folosită are clasa de precizie $c = 0{,}01$, rezistenţa maximă 11 111 Ω, iar temperatura laboratorului este 24°C, se cere să se estimeze valoarea rezistenţei măsurate:

$$R_x = \frac{a}{b} R = \frac{100}{1\,000} \cdot 1\,998{,}2 = 199{,}82\ \Omega.$$

Eroarea intrinsecă este:

$$\Delta R_{xi} = \pm \frac{c}{100}\left(\frac{R_N}{k} + R_x\right) = \pm \frac{0{,}01}{100}\left(\frac{10^3}{10} + 199{,}82\right) = \pm 0{,}029982\ \Omega.$$

Se rotunjeşte valoarea şi se obţine $\Delta R_{xi} = \pm 0{,}03\ \Omega$. Eroarea suplimentară $\Delta R_{xs} = \Delta R_{xi}$ rezultă din tabelul 6.1 pentru $c = 0{,}01$ şi $\theta = 24c$ în loc de $(20 \pm 0{,}5)°C$.

Eroarea limită de măsurare $\Delta R_{xv} = 2\Delta R_{xi} = \pm 0{,}06\ \Omega$.

Rezultatul măsurării este deci:

$$R_x = 199{,}82 \pm 0{,}06\ \Omega = 199{,}82\ \Omega \pm 0{,}03\%.$$

### 6.1.1.3. FUNCŢIONAREA PUNŢII SIMPLE (WHEATSTONE) ÎN REGIM DEZECHILIBRAT. CARACTERISTICI METROLOGICE

Puntea în regim dezechilibrat se foloseşte la măsurarea electrică a unor mărimi neelectrice, convertibile, prin intermediul unor traductoare, într-o rezistenţă.

Tensiunea de alimentare e furnizată de o sursă de tensiune continuă, stabilizată, care are rezistenţa internă $R_s = 0$. În diagonala verticală este

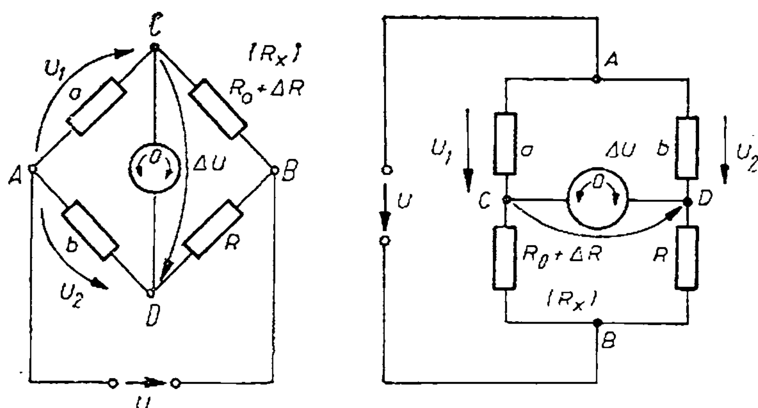



**Fig. 6.5. Puntea Wheatstone în regim dezechilibrat.**

conectat un amplificator sau un aparat electronic de măsurat, care are o impedanță de intrare mare, astfel încît circuitul de măsurare funcționează practic în gol, fiind caracterizat prin sensibilitatea de tensiune.

Puntea (fig. 6.5) se echilibrează inițial, pentru o valoare nominală a rezistenței traductorului $R_0$, corespunzătoare valorii nominale a mărimii neelectrice de măsurat.

La variația mărimii neelectrice de măsurat, rezistența traductorului variază față de valoarea nominală $R_0$ cu $\Delta R$, la ieșirea punții obținîndu-se o tensiune de dezechilibru, $\Delta U$. Tensiunea de dezechilibru, fiind proporțională cu variația de rezistență, conține o informație privind variația mărimii neelectrice de măsurat.

Deci aparatul din diagonala punții poate fi etalonat direct în unități ale mărimii neelectrice de măsurat,

Se determină *caracteristica statică de transfer* a punții, adică dependența dintre mărimea de ieșire — tensiunea de dezechilibru $\Delta U$ și mărimea de intrare — variația de rezistență $\Delta R$ — care a produs-o :

$$\Delta U = U_{CD} = U_2 - U_1 = U\left(\frac{b}{b+R} - \frac{a}{a+R_0+\Delta R}\right) =$$

$$= U\frac{ab + bR_0 + b\Delta R - ab - aR}{(b+R)(a+R_0+\Delta R)}.$$

Dar $aR - bR_0 = 0$ și deci :

$$\Delta U = \frac{b}{b+R}\cdot\frac{\Delta R}{(a+R_0)\left(1+\dfrac{\Delta R}{a+R_0}\right)}\cdot U. \qquad (6.14)$$

*Observații*

*1*) Caracteristica statică de transfer $\Delta U = f(\Delta R)$ rezultă neliniară ;

*2*) În practică se utilizează puntea cu brațe egale și se consideră $a=b=R=R_0$. Caracteristica statică de transfer a punții cu brațe egale devine :

$$\Delta U = \frac{R_0}{4R_0^2}\cdot\frac{\Delta R}{1+\dfrac{\Delta R}{2R_0}}U \approx \frac{U}{4}\cdot\frac{\Delta R}{R_0}\left(1-\frac{\Delta R}{2R_0}\right) \qquad (6.15)$$

deoarece $\dfrac{\Delta R}{R_0} \ll 1$.

Pentru puntea în regim dezechilibrat se pot defini următoarele *caracteristici metrologice* :

1) *Sensibilitatea* dată de raportul dintre variația relativă a mărimii de ieșire și variația relativă a mărimii de intrare :

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta R}{R_0}}. \tag{6.16}$$

La puntea cu brațe egale, la care caracteristica statică de transfer este de forma (6.15), sensibilitatea rezultă :

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{1}{4}\left(1 - \frac{\Delta R}{2R_0}\right). \tag{6.17}$$

2) *Eroarea de neliniaritate a caracteristicii statice de transfer.* Caracteristica statică de transfer de forma :

$\Delta U = \frac{U}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \left(1 - \frac{\Delta R}{2R_0}\right)$ are o eroare de neliniaritate :

$$\varepsilon_{nel} = \frac{\Delta R}{2R_0}. \tag{6.18}$$

Pentru $\frac{\Delta R}{R_0} = 0{,}01$, $\varepsilon_{nel} = \frac{0.01}{2} = 0{,}5\%$, iar $1 - \frac{\Delta R}{2R_0} = 1 - 0{,}005 = 0{,}995$, deci caracteristica statică de transfer poate fi scrisă sub forma :

$$\Delta U \approx \frac{U}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}.$$

iar sensibilitatea rezultă :

$$S = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{\frac{1}{4}\frac{\Delta R}{R_0}}{\frac{\Delta R}{R_0}} = \frac{1}{4}.$$

Pentru $\frac{\Delta R}{R_0} = 0{,}1$, eroarea de neliniaritate rezultă $\varepsilon_{nel} = \frac{0.1}{2} = 5\%$, deci inadmisibil de mare.

*Concluzie de ordin practic.* Puntea cu brațe egale, cu un singur traductor se va folosi numai cînd variațiile de rezistență ale traductorului sînt mici (apropiate de valoarea nominală).

— Dacă se adoptă o punte cu brațe inegale, la care : $a = b = kR_0$ și $R = R_0$, iar $k \gg 1$, caracteristica statică de transfer rezultă :

$$\Delta U = \frac{k}{(k+1)^2} \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{U}{1 + \frac{\Delta R}{(k+1)R_0}} \approx \frac{k}{(k+1)^2} \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot U\left[1 - \frac{1}{k+1} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}\right]. \tag{6.19}$$

Sensibilitatea este în acest caz :

$$S = \frac{k}{(k+1)^2}\left(1 - \frac{1}{k+1} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}\right) \approx \frac{1}{k} \tag{6.20}$$

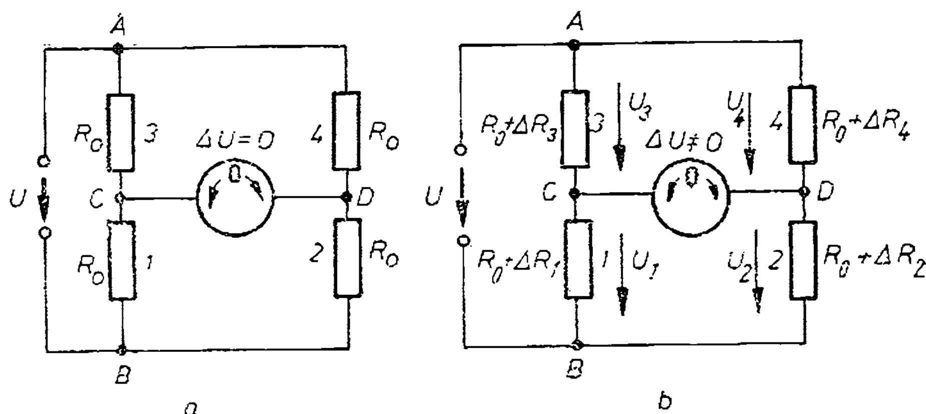



**Fig. 6.6. Puntea cu 4 traductoare :**
*a* — în regim echilibrat ; *b* — în regim dezechilibrat.

iar eroarea de neliniaritate rezultă : $\varepsilon_{nel} = \frac{1}{k+1} \cdot \frac{\Delta R}{R_0}$. (6.21)

Pentru $k \gg 1$, eroarea de neliniaritate va fi mult mai mică comparativ cu cea a punţii cu braţe egale, dar scade şi sensibilitatea, ceea ce reprezintă un dezavantaj.

Puntea cu un singur traductor activ reprezintă situaţia cea mai defavorabilă. De aceea în practică se preferă utilizarea a 2—4 traductoare active simple sau reunite în traductoare complexe de tip diferenţial.

Vom stabili caracteristica statică de transfer pentru cazul general al unei punţi care iniţial a avut braţele egale, de rezistenţă $a = b = R = R_0$, admiţînd că : *a*) traductorul se poate conecta în oricare dintre laturi ; *b*) pot exista în punte simultan 2—4 traductoare.

În situaţia de echilibru a punţii, $\Delta U = 0$ (fig. 6.6, *a*). Dacă s-au produs variaţii de rezistenţă $\Delta R_1$, $\Delta R_2$, $\Delta R_3$, $\Delta R_4$, puntea se dezechilibrează, $\Delta U \neq 0$ (fig. 6.6, *b*). Pentru divizoarele de tensiune obţinute (fig. 6.6, *b*) se pot scrie relaţiile :

$$\frac{U_1}{U} = \frac{R_0 + \Delta R_1}{R_0 + \Delta R_1 + R_0 + \Delta R_3} \text{ şi } \frac{U_2}{U} = \frac{R_0 + \Delta R_2}{R_0 + \Delta R_2 + R_0 + \Delta R_4}. \quad (6.22)$$

Dacă se introduc notaţiile :

$$\lambda_1 = \frac{\Delta R_1}{R_0}; \ \lambda_2 = \frac{\Delta R_2}{R_0}; \ \lambda_3 = \frac{\Delta R_3}{R_0}; \ \lambda_4 = \frac{\Delta R_4}{R_0},$$

rezultă :

$$\frac{U_1}{U} = \frac{1 + \lambda_1}{2 + \lambda_1 + \lambda_3}; \ \frac{U_2}{U} = \frac{1 + \lambda_2}{2 + \lambda_2 + \lambda_4}.$$

Pentru tensiunea de dezechilibru rezultă relaţia :

$$\Delta U = U_1 - U_2 = U\left(\frac{1 + \lambda_1}{2 + \lambda_1 + \lambda_3} - \frac{1 + \lambda_2}{2 + \lambda_2 + \lambda_4}\right)$$

şi considerînd produsele $\lambda_1\lambda_2$, $\lambda_1\lambda_4$, $\lambda_2\lambda_3$ neglijabile faţă de 1 se obţine :

$$\Delta U = \frac{U}{4}\left(\frac{\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3 + \lambda_4}{1 + \frac{\lambda_1}{2} + \frac{\lambda_2}{2} + \frac{\lambda_3}{2} + \frac{\lambda_4}{2}}\right).$$

Multiplicînd şi numărătorul şi numitorul cu $1 - \frac{\lambda_1}{2} - \frac{\lambda_2}{2} - \frac{\lambda_3}{2} - \frac{\lambda_4}{2}$ şi neglijînd produsele de forma $\lambda_1 \cdot \lambda_2 \ldots$ şi patratele $\lambda_1^2, \ldots$, faţă de 1, se obţine :

$$\Delta U = \frac{U}{4}(\lambda_1 - \lambda_2 - \lambda_3 + \lambda_4)$$

sau

$$\Delta U = \frac{U}{4}(\Delta R_1 - \Delta R_2 - \Delta R_3 + \Delta R_4) \cdot \frac{1}{R_0} \cdot \qquad (6.23)$$

În tabelul 6.3 se prezintă caracteristica statică şi sensibilitatea pentru diverse variaţii posibile ale rezistenţelor din punte.

*Tabelul 6.3*

**Caracteristica statică de transfer şi sensibilitatea pentru diverse variaţii de rezistenţă în laturile punţii**

| Variaţia de rezistenţă | Tipul punţii | Particularizări în relaţia (6.23) | Caracteristica statică de transfer | Sensibilitatea |
|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Creşterea rezistenţei 1 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = +\Delta R$ $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0$ | $\Delta U = \frac{1}{4} U \frac{\Delta R}{R_0}$ (6.24) | $S = \frac{1}{4}$ |
| Creşterea rezistenţelor 1 şi 3 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = \Delta R_3 = +\Delta R$ $\Delta R_2 = \Delta R_4 = 0$ | $\Delta U = 0$ | — |
| Scăderea rezistenţelor 1 şi 3 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R$ $\Delta R_2 = \Delta R_4 = 0$ | $\Delta U = 0$ | — |
| Creşterea rezistenţei 1 şi scăderea rezistenţei 3 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = +\Delta R$ $\Delta R_3 = -\Delta R$ $\Delta R_2 = \Delta R_4 = 0$ | $\Delta U = \frac{1}{2} U \frac{\Delta R}{R_0}$ (6.25) | $S = \frac{1}{2}$ |

| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
|---|---|---|---|---|
| Creşterea rezistenţei 1 şi a rezistenţei 4 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = \Delta R_4 = +\Delta R$<br>$\Delta R_2 = \Delta R_3 = 0$ | $\Delta U = \frac{1}{2} U \frac{\Delta R}{R_0}$<br>(6.26) | $S = \frac{1}{2}$ |
| Creşterea rezistenţelor 1 şi 4 şi scăderea rezistenţelor 2 şi 3 cu $\Delta R$ | | $\Delta R_1 = \Delta R_4 = +\Delta R$<br>$\Delta R_2 = \Delta R_3 = -\Delta R$ | $\Delta U = U \frac{\Delta R}{R_0}$<br>(6.27) | $S = 1$ |

Se constată că sensibilitatea punţii poate fi mărită de 2 sau de 4 ori, dacă se utilizează 2 sau 4 traductoare active, astfel încît jumătate din ele să-şi mărească rezistenţa, iar jumătate să şi-o micşoreze sub efectul variaţiei mărimii de măsurat.

### 6.1.2. PUNTEA DUBLĂ (THOMSON)

Pentru măsurarea rezistenţelor cuprinse între $10^{-6}$ $\Omega$ şi 1 $\Omega$, se utilizează puntea dublă Thomson (Kelvin).

Faţă de puntea Wheatstone, prezintă avantajul că rezistenţele de contact şi rezistenţele conductoarelor de legătură la punte sînt plasate într-un circuit auxiliar, evitîndu-se influenţa lor asupra circuitului de măsurare. Schema punţii Thomson e prezentată în figura 6.7, *a*. Circuitul auxiliar al punţii

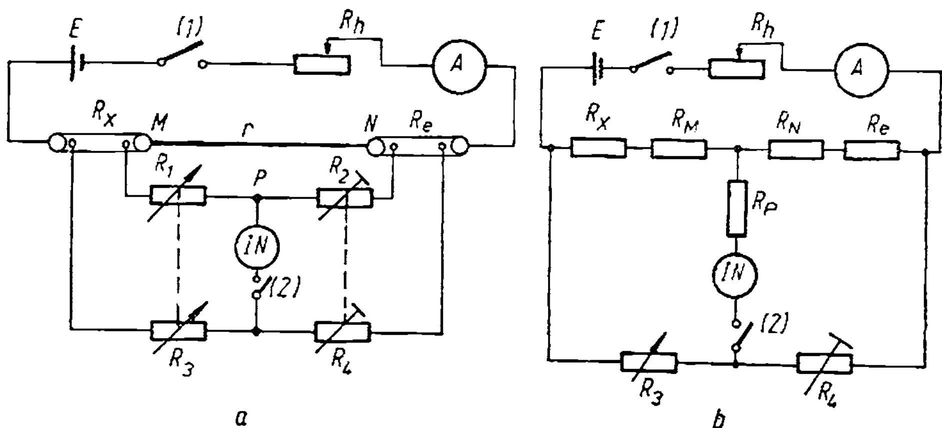



**Fig. 6.7. Puntea dublă (Thomson) :**
*a* — schema electrică ; *b* — schema electrică echivalentă.

cuprinde sursa $E$, întreruptorul 1, reostatul de reglaj al curentului $Rh$, ampermetrul magnetoelectric $A$, rezistențele mici $R_x$ și $R_e$, unde $R_x$ este rezistența de măsurat, iar $R_e$ este o rezistență etalon ; ambele au cîte 4 borne (conexiune cuadripolară). Rezistențele de contact care apar în punctele de legare a rezistenței $R_x$ în circuitul auxiliar, parcurse de curentul de alimentare $I$, sînt exterioare punții și nu influențează condițiile de echilibru. La bornele de tensiune ale lui $R_x$ apar rezistențe parazite, dar fiind legate în serie cu rezistențele $R_1$, $R_2$, $R_3$ și $R_4$ din laturile punții, de valori suficient de mari, sînt neglijabile.

*Principiul metodei* constă în alegerea valorilor $R_2$ și $R_4$ și variația rezistențelor $R_1$ și $R_3$ pînă la aducerea la echilibru a punții ($I_i = 0$). Pentru determinarea condiției de echilibru, se transfigurează puntea Thomson într-o punte Wheatstone, prin înlocuirea triunghiului format din rezistențele $r$, $R_1$ și $R_2$ în steaua formată din rezistențele $R_M$, $R_N$ și $R_P$ (fig. 6.7, $b$), ale căror valori sînt date de relațiile :

$$R_M = \frac{rR_1}{r + R_1 + R_2}; \quad R_N = \frac{rR_2}{r + R_1 + R_2}; \quad R_P = \frac{R_1R_2}{r + R_1 + R_2}. \tag{6.28}$$

Condiția de echilibru a punții echivalente va fi :

$$(R_x + R_M)R_4 = (R_e + R_N)R_3. \tag{6.29}$$

Înlocuind în (6.29) relațiile (6.28) se obține :

$$R_x = R_e\frac{R_3}{R_4} + r\frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_4(r + R_1 + R_2)}. \tag{6.30}$$

Dacă se adoptă $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, termenul al doilea dispare și rezultă pentru $R_x$ o relație simplă, de forma :

$$R_x = R_e\frac{R_3}{R_4}. \tag{6.31}$$

Deoarece din cauza erorilor constructive, diferența $R_2R_3 - R_1R_4$ nu este chiar zero, este necesar ca legătura dintre $R_x$ și $R_e$, notată cu $r$, să aibă o rezistență cît mai redusă și rezistențele $R_1$, $R_2$, $R_3$ și $R_4$ să fie cît mai mari (această cerință este utilă și pentru micșorarea influenței rezistenței conductoarelor de legătură).

În mod obișnuit, punțile duble se construiesc cu raportul $\frac{R_3}{R_4}$ variabil prin reglarea simultană a rezistențelor $R_1 = R_3$, care formează o rezistență dublă, în decade, cu manete. Rezistențele $R_2 = R_4$ se fixează cu ajutorul unor fișe, avînd valori de forma $10^n\ \Omega$, iar $R_e$ este o rezistență etalon ce se montează în circuitul auxiliar, exterior punții. Adoptînd, prin construcție, rezistențele $R_1 = R_3$ și fixînd $R_2 = R_4$, se satisface în mod automat condiția $R_2R_3 = R_1R_4$.

În prezent, se construiesc frecvent punți combinate Wheatstone–Thomson și chiar punți (W–T) combinate cu un compensator de curent continuu.

Pentru obținerea unui rezultat cu precizie maximă, trebuie folosite toate decadele rezistenței duble ($R_1$, $R_3$), e necesar ca $R_e$ să fie ales de același ordin de mărime cu $R_x$, iar $R_2 = R_4$ se fixează egale cu 1 000 Ω.

**Caracteristicile metrologice ale punții duble :**

1) *Intervalul de măsurare* este cuprins între $10^{-6}$ Ω ÷ 1 Ω.

2) *Sensibilitatea punții duble* (definită ca și pentru puntea Wheatstone) depinde direct proporțional de sensibilitatea indicatorului de nul și de intensitatea curentului din circuitul auxiliar, care este însă limitată de condiția de a nu încălzi rezistențele $R_x$ și $R_e$. Deoarece totdeauna în serie cu indicatorul de nul este intercalată rezistența $R_P$, sensibilitatea punții duble este mai mică decît a punții simple.

3) *Precizia măsurării unei rezistențe $R_x$ cu puntea.* Eroarea limită de măsurare $R_{xl}$ se calculează cu relația (6.12) cu observația că la puntea dublă eroarea intrinsecă este :

$$\Delta R_{xi} = \pm \frac{c}{100}\left(\frac{R_N}{k} + R_x\right), \qquad (6.32)$$

în care :

$c$ este clasa de precizie a punții ;

$k$ — constanta punții (de obicei $k = 100$) ;

$R_N = 10^n$ [Ω] — o rezistență convențională, care reprezintă cea mai mare valoare de forma $10^n$ conținută în intervalul de măsurare al punții pentru o rezistență etalon dată.

De exemplu, pentru $R_e = 10^{-3}$ Ω ; $R_2 = R_4 = 1\,000$ Ω și $R_1 = R_3 = 11\cdot111$ Ω :

$$R_N = R_e \frac{R_3}{R_1} = 10^{-3} \cdot \frac{10^4}{10^3} = 10^{-2}\ \Omega.$$

La Institutul național de metrologie București, se construiesc punți Thomson avînd indicele clasei de precizie $c = 0{,}1$ ; 0,05 și 0,02.

Cu puntea dublă se măsoară rezistențe mici ca : rezistențe de contact, rezistențe de aparate (ampermetre, circuite de curent de wattmetre etc.) rezistențe de șunturi și rezistivitățile conductoarelor — prin măsurarea rezistenței $R$ a unei anumite lungimi $l$ [m] din acel conductor pentru care se cunoaște aria secțiunii $S$ [mm²], $\rho = R\frac{S}{l}$ [Ω mm²/m].

### 6.1.3. PUNTEA PENTRU MĂSURAREA REZISTENȚELOR MARI (PUNTEA „MEGOHM")

Extinderea limitei superioare a intervalului de măsurare al punții Wheatstone peste 1 M Ω se obține prin :

1) introducerea unor modificări în schema punții simple care constau în :

a) mărirea raportului punții prin conectarea rezistențelor $R_1$ și $R_2$ (fig. 6.8, *a*). (Se știe că realizarea unor rezistențe decadice stabile de valori foarte mari se face cu dificultate).

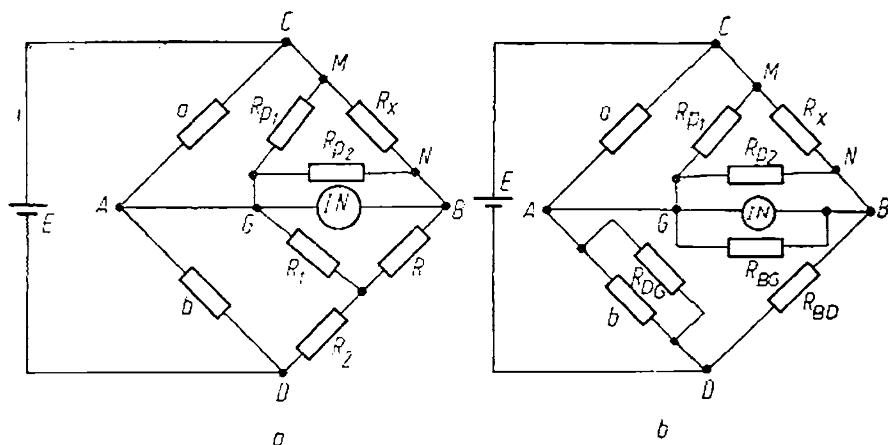



**Fig. 6.8. Puntea Megohm :**
*a* — schema electrică ; *b* — schema electrică echivalentă.

b) prevenirea şuntării rezistenţei mari $R_x$ de către rezistenţele de scurgere între bornele de racord la punte prin realizarea unor inele de gardă la bornele *M* şi *N*. Prin conectarea inelelor de gardă în punctul *G*, efectul de şuntare devine practic neimportant, deoarece :

$$R_{p1} \gg a \,;\; R_{p2} \gg R_x.$$

*2*) utilizarea unor indicatoare de nul cu rezistenţe de intrare foarte mari, realizate cu amplificatoare de c.c. avînd la intrare tranzistoare cu efect de cîmp sau tuburi electrometrice şi modulatoare cu condensator vibrant sau cu diode varicap.

Pentru a determina condiţia de echilibru a punţii Megohm, se transfigurează steaua formată din rezistenţele $R$, $R_1$ şi $R_2$ în triunghiul (fig. 6.8, *b*) format din rezistenţele :

$$\begin{cases} R_{BD} = \dfrac{R_1R + RR_2 + R_1R_2}{R_1} \\[2mm] R_{BG} = \dfrac{R_1R + RR_2 + R_1R_2}{R_2} \\[2mm] R_{DG} = \dfrac{R_1R + RR_2 + R_1R_2}{R} \end{cases} \tag{6.33}$$

Valoarea rezistenţei de măsurat este :

$$R_x = R_{BD}\,\frac{a}{b/R_{DG}}. \tag{6.34}$$

Dacă se compară cu relaţia pentru puntea Wheatstone $R_x = R\dfrac{a}{b}$, se constată că folosind puntea Megohm se pot măsura rezistenţe $R_x$ mai mari, deoarece $R_{BD} > R$, iar $b/R_{DG} < b$.

Măsurarea rezistențelor mari prezintă cîteva particularități. Valoarea acestor rezistențe depinde în general de tensiune, de aceea măsurarea lor trebuie făcută la tensiunile specificate. Din cauza curenților de polarizare, echilibrul punții devine stabil abia după un anumit timp de la aplicarea tensiunii (acest timp poate ajunge de ordinul minutelor).

## 6.2. PUNȚI AUTOMATE DE CURENT CONTINUU

Punțile de curent continuu cu echilibrare automată se folosesc îndeosebi în unele instalații industriale pentru măsurarea electrică a mărimilor neelectrice cu o variație lentă în timp. Într-unul din brațele punții se conectează fie un traductor rezistiv simplu (traductor tensometric, traductor rezistiv de deplasare, traductor rezistiv de nivel, termorezistență), fie un traductor rezistiv complex.

Ca și compensatoarele automate, punțile automate pot fi: de tip integral și de tip proporțional.

### 6.2.1. PUNTEA AUTOMATĂ DE TIP INTEGRAL

Într-o latură a punții (fig. 6.9) se conectează un traductor rezistiv. Puntea este în echilibru pentru valoarea nominală $R_0$ a rezistenței traductorului. Sub influența mărimii neelectrice de măsurat, rezistența traductorului variază cu $\Delta R$, deci apare o tensiune de dezechilibru $\Delta U$; această tensiune, amplificată, se aplică înfășurării de comandă a servomotorului $SM$, care se pune în mișcare și prin intermediul mecanismului $M$ (care transformă mișcarea de rotație într-o mișcare de translație) deplasează cursorul potențiometrului $R$ pînă la anularea lui $\Delta U$. Simultan are loc și deplasarea acului indicator $I$ în fața unei scări $S$ gradate în unități ale mărimii neelectrice de măsurat.

Particularitatea acestui tip de punte o constituie existența, în bucla de reglaj, a elementului integrator, reprezentat de servomotor. Relațiile de calcul sînt similare celor stabilite la § 7.1.

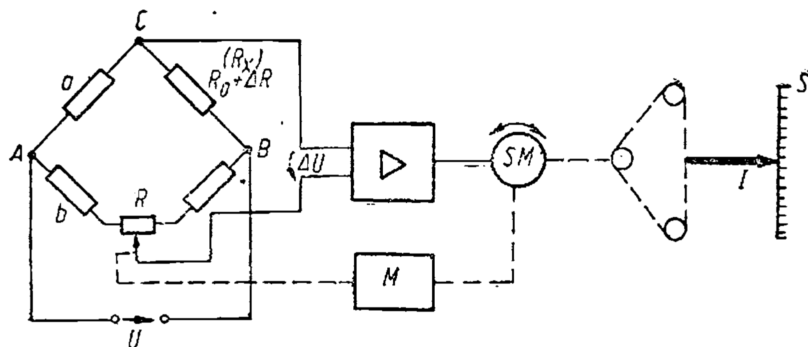



Fig. 6.9. Puntea automată de tip integral.

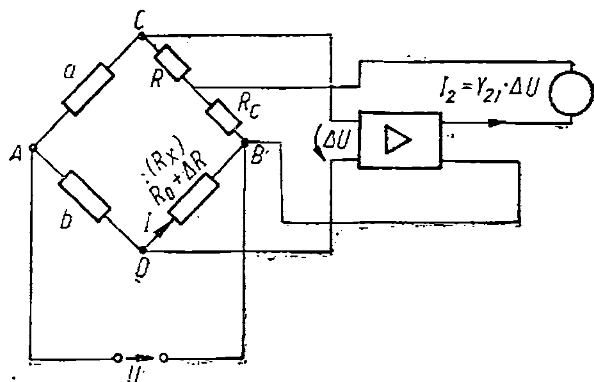



Fig. 6.10. Puntea automată de tip proporțional.

### 6.2.2. PUNTEA AUTOMATĂ DE TIP PROPORȚIONAL

În figura 6.10 se prezintă schema unei punți automate de tip proporțional. La variația rezistenței traductorului cu $\Delta R$, apare o tensiune de dezechilibru care se aplică amplificatorului. Curentul de la ieșirea amplificatorului, produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței de compensare $R_c$, care tinde să reechilibreze puntea.

La intrarea amplificatorului se aplică tensiunea : $\Delta U = I\Delta R - I_2 R_c$, sau scriind curentul de ieșire $I_2$ în funcție de admitanța de transfer a amplificatorului :

$$I_2 = Y_{21} \cdot \Delta U$$

și eliminînd pe $\Delta U$, rezultă :

$$I_2 = \frac{Y_{21}}{1 + Y_{21} \cdot R_c} \Delta R \cdot I. \tag{6.35}$$

Deci, valoarea curentului $I_2$ este o măsură pentru variația de rezistență $\Delta R$.

Analog compensatorului de tip proporțional se poate defini o eroare statică fundamentală.

## 6.3. PUNȚI DE CURENT ALTERNATIV

### 6.3.1. FUNCȚIONAREA PUNȚII SIMPLE ÎN CURENT ALTERNATIV

În cele patru laturi, sînt conectate impedanțele $\underline{Z}_1$, $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$, $\underline{Z}_4$, sursa de alimentare este alternativă sinusoidală, de pulsație $\omega$, iar ca indicator de nul se utilizează un aparat de curent alternativ (indicator de nul electronic, indicator de nul cu tub catodic (fig. 6.11, *a*).

Condiția de echilibru a punții de c.a. este :

$$\underline{Z}_1\underline{Z}_4 = \underline{Z}_2\underline{Z}_3 \tag{6.36}$$

similară cu cea din cazul punții Wheatstone în curent continuu, în care $\underline{Z}_1 \ldots \underline{Z}_4$ sînt impedanțele din laturile punții.

Din relația (6.36) rezultă impedanța necunoscută.

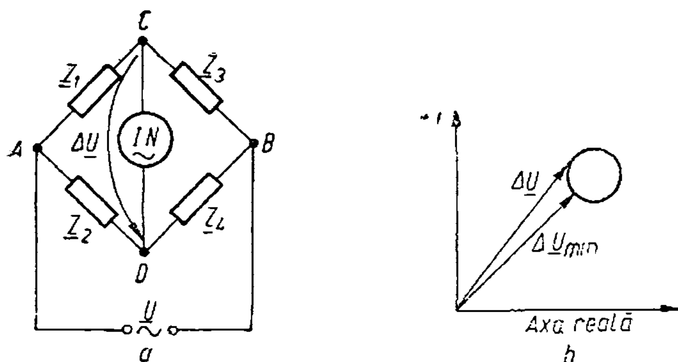



**Fig. 6.11. Puntea alimentată în curent alternativ :**
*a* — schema electrică ; *b* — locul geometric al fazorului tensiunii de dezechilibru.

Condiția de echilibru (6.36) este scrisă între mărimi complexe, conducînd la două relații în mărimi reale, obținute prin scrierea impedanțelor prin una din formele obișnuite :

$$\underline{Z} = R + jX = Z \cdot e^{j\varphi}, \tag{6.37}$$

unde $R$ și $X$ reprezintă rezistența și reactanța impedanței reprezentată printr-o schemă serie, iar $Z$ și $\varphi$ modulul, respectiv argumentul impedanței. Deci :

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_1 = Z_1 e^{j\varphi_1}; \quad \underline{Z}_3 = R_3 + jX_3 = Z_3 e^{j\varphi_3}$$

$$\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2 = Z_2 e^{j\varphi_2}; \quad \underline{Z}_4 = R_4 + jX_4 = Z_4 e^{j\varphi_4} \tag{6.38}$$

Folosind exprimarea impedanței în funcție de modul și argument, înlocuind relațiile (6.38) în condiția de echilibru (6.36), rezultă :

$$Z_1 Z_4 e^{j(\varphi_1+\varphi_4)} = Z_2 Z_3 e^{j(\varphi_2+\varphi_3)}. \tag{6.39}$$

Condiția de echilibru (6.39) se îndeplinește dacă sînt satisfăcute simultan relațiile :

$$\begin{cases} Z_1 Z_4 = Z_2 Z_3 & (6.39,\ a) \\ \varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3 & (6.39,\ b) \end{cases}$$

Folosind rezistența și reactanța pentru exprimarea impedanței se obține relația :

$$(R_1 + jX_1)(R_4 + jX_4) = (R_2 + jX_2)(R_3 + jX_3) \tag{6.40}$$

de unde, egalînd părțile reale și imaginare rezultă :

$$R_1 R_4 - X_1 X_4 = R_2 R_3 - X_2 X_3 \tag{6.40, a}$$

$$R_1 X_4 + R_4 X_1 = R_2 X_3 + X_2 R_3. \tag{6.40, b}$$

*Observații*

*1*) Pentru echilibrarea punții, trebuie îndeplinite două condiții (6.39, *a*, 6.39, *b* sau 6.40, *a*, 6.40, *b*), deci este necesară reglarea a doi parametri variabili ai punții, pentru a determina cele două necunoscute : rezistența și reactanța impedanței necunoscute. Deci, deosebirile principale dintre puntea de curent continuu și cea de curent alternativ sînt următoarele : în c.c.

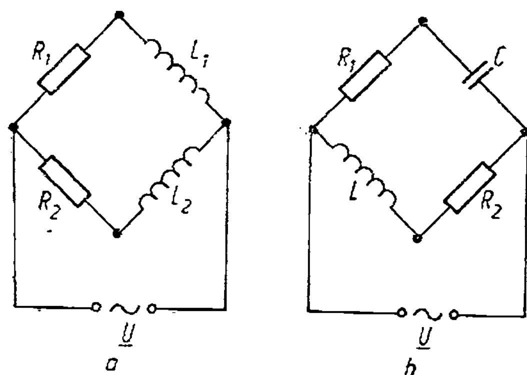



**Fig. 6.12.** Alcătuirea unei punți de c.a. pentru satisfacerea relației: $\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$.

există o singură condiție de echilibru, o mărime necunoscută și un parametru variabil, iar în *c.a.* sînt *două condiții de echilibru, două mărimi necunoscute* și *doi parametri variabili.*

*2*) Condiția referitoare la argumentele celor patru impedanțe ($\varphi_1 + \varphi_4 = \varphi_2 + \varphi_3$) arată sugestiv cum trebuie alcătuită o punte, pentru a putea fi echilibrată. De exemplu, dacă puntea este formată din două rezistențe și două reactanțe, rezistențele fiind în laturi alăturate, celelalte laturi trebuie să fie reactanțe de același fel, ambele capacități sau inductivități (fig. 6.12, *a*).

Dacă rezistențele se află în două laturi opuse, celelalte laturi trebuie să fie alcătuite din reactanțe de natură diferită (o capacitate și o inductivitate (fig. 6.12, *b*).

*3*) Dificultatea obținerii practice a echilibrului punții de curent alternativ constă în aceea că după realizarea uneia dintre condițiile de echilibru, este necesară îndeplinirea și celei de a doua, fără a o strica pe prima. Manipularea în vederea echilibrării este posibilă datorită proprietății de convergență a punții de c.a.

Teorema de convergență afirmă că dacă într-o punte de impedanțe alimentată în curent alternativ, din cele 8 elemente componente (rezistențe și reactanțe) se variază unul singur dîndu-i valori între 0 și ∞, locul geometric, în planul complex, al vîrfului fazorului tensiunii de dezechilibru $\Delta \underline{U}$, este un cerc (fig. 6.11, *b*). Variind un parametru al punții, există o valoare a sa pentru care tensiunea de dezechilibru are valoarea minimă, $\Delta \underline{U}_{min}$. Echilibrarea punții se realizează prin variația succesivă a 2 parametri, obținîndu-se pentru $\Delta \underline{U}$ valori din ce în ce mai mici, pînă la un minim minimorum.

*4*) În unele cazuri, condițiile de echilibru (6.39, *a*, *b*) sau (6.40, *a*, *b*) sînt independente de frecvența tensiunii de alimentare a punții. Punțile acestea pot fi alimentate cu o tensiune alternativă de formă oarecare (nesinusoidală) dată de exemplu, de un vibrator electromagnetic, avînd frecvența fundamentalei de 800—1 000 Hz. Dacă intervine frecvența în condițiile de echilibru, punțile trebuie alimentate cu surse de tensiune sinusoidală

(rețeaua de 50 Hz sau oscilatoare electronice cu frecvența reglabilă și stabilă în domeniul 20—1 000 Hz).

Punțile clasice de c.a. se utilizează pentru măsurarea cu precizie ridicată a parametrilor de circuit ($R$, $L$, $C$, $M$), a impedanțelor (pe componente $R$, $X$ sau în modul și fază $Z$, $\varphi$) și a frecvenței. Prin intermediul parametrilor de circuit se pot măsura și o serie de mărimi neelectrice.

5) În practică se folosesc punți universale $RLC$ care permit măsurarea parametrilor elementelor de circuit într-o largă gamă de valori:

— rezistențe de la zecimi de Ω și pînă la zeci sau sute de MΩ, cu precizie de 0,2 ÷ 1,5% ;

— inductivități proprii de la zeci de μH pînă la sute de H, cu o precizie de 0,3 ÷ 2,5% ;

— capacități de la 0,1 pF pînă la $10^3$ μF, cu o precizie de 0,1 ÷ 0,5%.

### 6.3.2. PUNȚI CU TRANSFORMATOR

Punțile cu transformator, numite și punți cu brațe cuplate inductiv, se folosesc pentru măsurarea impedanțelor, sau a oricărei mărimi neelectrice convertibilă în impedanță.

Două din brațele acestor punți (fig. 6.13) sînt constituite din bobine cuplate strîns între ele. Pe un miez feromagnetic comun, de formă toroidală, din material de mare permeabilitate, sînt bobinate două înfășurări una lîngă alta, astfel încît coeficientul de cuplaj este aproximativ egal cu unitatea. Tensiunile la bornele înfășurărilor sînt proporționale cu numărul lor de spire. Condiția de echilibru se obține din anularea curentului prin indicatorul de nul. Cînd $I_i = 0$, înseamnă că :

$$\underline{I}_x = \underline{I}_e \quad \text{sau} \quad \frac{\underline{U}_{s1}}{\underline{Z}_x} = \frac{\underline{U}_{s2}}{\underline{Z}_e},$$

deci:

$$\underline{Z}_x = \frac{\underline{U}_{s1}}{\underline{U}_{s2}} \underline{Z}_e = \frac{N_{s1}}{N_{s2}} \underline{Z}_e. \tag{6.41}$$

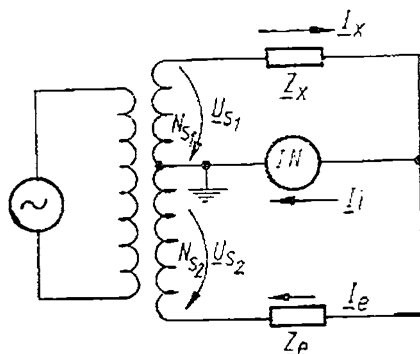



Fig. 6.13. Punte cu transformator.

Echilibrarea se poate face fie variind raportul $\frac{N_{s1}}{N_{s2}}$ (priză variabilă pe secundarul transformatorului), fie variind $\underline{Z}_e$.

Principalele particularități ale punților cu transformator sînt :

1) raportul impedanțelor $Z_x$ și $Z_e$ este egal cu raportul dintre numerele de spire, cunoscut cu precizie și stabil în timp ;

2) deoarece raportul $N_{s1}/N_{s2}$ poate fi variat în limite largi, de exemplu de la 1 000/1 la 1/1 000, puntea permite măsurarea impedanței într-un interval foarte larg de valori, folosind o singură impedanță etalon, de valoare fixă.

# 7. COMPENSATOARE

Compensatoarele sînt aparate de măsurare care permit compararea une tensiuni necunoscute cu o tensiune de referință cunoscută cu precizie, printr-o metodă de zero. Ele au următoarele avantaje față de voltmetrele folosite în mod curent pentru măsurarea tensiunilor electrice:

— măsurările se execută fără consum de curent de la circuitul de măsurare, ceea ce este deosebit de important la măsurarea tensiunilor electromotoare ale surselor sau, în general, la măsurări pe circuite de mică putere;

— au o precizie ridicată, ajungînd în curent continuu la 0,0001% și în curent alternativ la 0,01%;

— prezintă o sensibilitate deosebit de mare, dacă sînt asociate cu indicatoare de nul suficient de sensibile; ca urmare pot măsura și tensiuni foarte mici, de ordinul microvolților.

Compensatoarele se utilizează la măsurarea tensiunilor electrice și a mărimilor fizice convertibile în tensiune electrică (curent electric, rezistență și o serie de mărimi neelectrice).

## 7.1. COMPENSATOARE DE CURENT CONTINUU

Schema de principiu a metodei de compensare în curent continuu este reprezentată în figura 7.1. Sursa de tensiune necunoscută $E_x$ este montată în opoziție cu sursa de tensiune cunoscută $E_0$ și se compară valorile tensiunilor $E_x$ și $E_0$.

Curentul prin indicatorul de nul $IN$ va fi:

$$I = \frac{E_x - E_0}{R} \tag{7.1}$$

și va deveni zero cînd $E_x = E_0$. Deci din condiția de echilibru (de anulare a deviației indicatorului de nul) rezultă valoarea tensiunii necunoscute $E_x$.

În practică tensiunea de referință cu care se compară tensiunea necunoscută se obține prin trecerea fie a unui curent constant printr-un rezistor variabil, fie a unui curent variabil printr-un rezistor constant. Ca urmare, se pot deosebi *compensatoare cu curent constant* și *compensatoare cu rezistență constantă* (compensatoare după metoda Poggendorf, respectiv compensatoare după metoda Lindeck-Rothe).

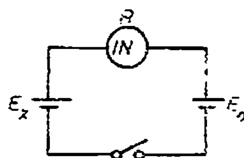


**Fig. 7.1. Principiul metodei de compensare a tensiunilor.**

Echilibrarea compensatorului (reglarea tensiunii de referință pînă cînd ea devine egală cu tensiunea necunoscută), realizată cu ajutorul unui indicator

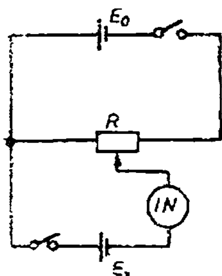


Fig. 7.2. Schema de principiu a metodei de compensare simplă.

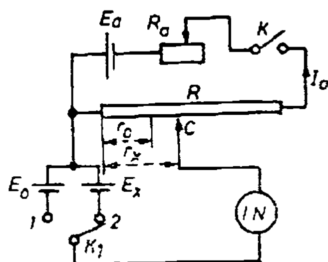


Fig. 7.3. Schema de principiu a metodei de compensare cu substituție.

de nul, se efectuează manual sau automat; compensatoarele pot fi, deci, *manuale* sau *automate*.

În figura 7.2 este dată schema de principiu a *metodei de compensare simplă cu curent constant*. Pentru ca cele două tensiuni să se compenseze, se reglează potențiometrul $R$ pînă cînd se anulează deviația indicatorului de nul. În acest caz este satisfăcută relația:

$$E_x = \frac{r}{R} E_0. \tag{7.2}$$

Schema prezintă două dezavantaje importante:

— măsurarea tensiunii sursei $E_x$ se face cu precizie ridicată numai dacă sursa $E_0$ este un generator de tensiune constantă;

— nu se pot măsura tensiuni mai mari decît $E_0$.

Aceste neajunsuri se pot elimina folosind *metoda de compensare cu substituție*. Principiul acestei metode care stă la baza funcționării compensatoarelor cu curent constant, construite în prezent, se poate urmări cu ajutorul schemei din figura 7.3, în care $E_x$ este sursa cu tensiunea necunoscută, $E_0$ — un element normal Weston și $E_a$ — o sursă de tensiune auxiliară. $R$ reprezintă un reostat în montaj potențiometric, utilizat pentru echilibrarea schemei, iar $R_a$ un reostat de reglaj al curentului auxiliar $I_a$.

Măsurarea tensiunii $E_x$ se efectuează în două etape:

a) Se pune comutatorul $K_1$ pe poziția *1* și se observă o deviație la indicatorul de nul. Se deplasează cursorul $C$ al potențiometrului $R$, pînă cînd deviația acestuia se anulează. În această situație $E_0$ este compensată de căderea de tensiune produsă de curentul $I_a$ în rezistența $r_0$, adică:

$$E_0 = r_0 I_a.$$

b) Se trece comutatorul $K_1$ pe poziția *2* și se repetă operația de compensare, de data aceasta a tensiunii $E_x$. Cursorul $C$ va avea o altă poziție, corespunzătoare rezistenței $r_x$, astfel încît:

$$E_x = r_x I_a.$$

Curentul $I_a$ fiind același în ambele măsurări, rezultă:

$$E_x = E_0 \frac{r_x}{r_0}. \tag{7.3}$$

Valoarea maximă a tensiunii care poate fi măsurată cu acest compensator este $E_a$.

Din relația (7.3) se observă că precizia măsurării este determinată de precizia cu care se cunosc $E_0$, $r_x$ și $r_0$.

Se poate lucra, în principiu, cu orice valoare a curentului auxiliar, însă în practică se preferă ca acesta să fie fixat la o valoare comodă pentru calcule, de exemplu $10^{-2}$, $10^{-3}$ sau $10^{-4}$ A. Această operație se numește *tarare* și se realizează astfel (pentru $10^{-3}$ A) : se adoptă $r_0 = 10^3\ E_0$, se pune $K_1$ pe poziția *1* și se reglează $I_a$ cu ajutorul reostatului $R_a$ pînă cînd deviația indicatorului de nul se anulează ; în această situație

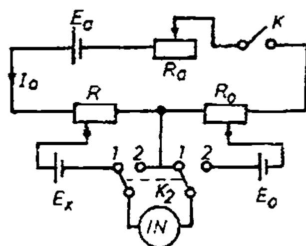



Fig. 7.4. Schema de principiu a metodei de compensare cu substituție și tarare, cu circuit de tarare separat.

$$E_0 = r_0 I_a \text{ sau } I_a = \frac{E_0}{r_0} = \frac{E_0}{10^3 E_0} = 10^{-3}\ \text{A}.$$

Prin aceasta măsurarea tensiunii $E_x$ este redusă la citirea rezistenței $r_x$ :

$$E_x = r_x I_a = \frac{r_x}{1\,000}. \tag{7.4}$$

În cazul cînd se execută o serie de măsurări succesive, curentul auxiliar $I_a$ poate avea mici variații din diferite motive, fiind necesară verificarea din timp în timp a valorii acestuia. Pentru ușurarea acestei operații se utilizează o schemă de compensație mai perfecționată (fig. 7.4), care permite controlul curentului auxiliar în orice moment, prin simpla trecere a comutatorului $K_2$ de pe poziția „măsurare" ($E_x$) pe poziția „control" ($E_0$).

Compensatoarele cu curent constant construite de diferite firme au la bază schema de principiu din figura 7.4 și se deosebesc între ele numai prin modul de realizare a reostatelor potențiometrice $R$ și $R_0$, care trebuie să permită citirea rezistențelor $r_0$ și $r_x$ cu 4—6 cifre.

În figura 7.5 este reprezentată schema unui compensator de curent continuu cu decade duble (Feussner). Rezistența fixă de 10 180 Ω și reostatele potențiometrice de 10 × 1 Ω și 10 × 0,1 Ω servesc la tararea compensatorului, iar decadele duble de 100, 10 și 1 Ω și reostatele potențiometrice de 10 × 1 000 Ω, respectiv 10 × 0,1 Ω se utilizează la compensarea tensiunii necunoscute $E_x$. Decadele duble au manetele cuplate mecanic, astfel încît micșorarea unei rezistențe este însoțită de creșterea, în aceeași proporție, a celeilalte și astfel rezistența totală a circuitului auxiliar se menține constantă. Tararea compensatorului se face la un curent de 0,1 mA, limita superioară de măsurare a compensatorului fiind 1,111 V. Pentru măsurarea tensiunilor mai mari se utilizează divizoare de tensiune cu rapoartele 10 : 1, 100 : 1, 1000 : 1.

Aceste compensatoare prezintă, pe lîngă avantajul simplității, două dezavantaje : prezența contactelor mai multor comutatoare parcurse de curentul de lucru în circuitul de măsurare (variația rezistențelor de contact produce căderi de tensiune necontrolabile) și necesitatea ajustării precise a rezistențelor decadelor duble, pentru ca rezistența totală a circuitului auxiliar să rămînă cît mai constantă la acționarea comutatoarelor acestor decade.

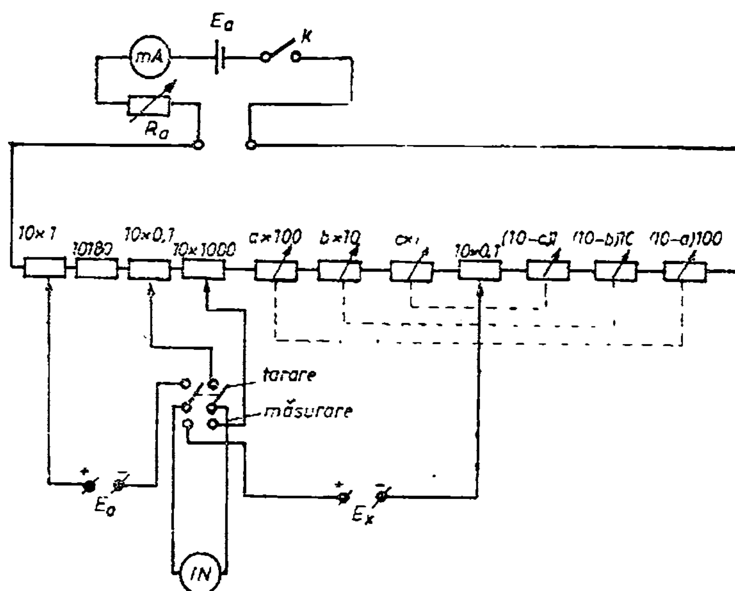



**Fig. 7.5. Compensator de c.c. cu decade duble.**

O altă soluție pentru realizarea reostatului potențiometric $R$ din figura 7.4, cu menținerea constantă a rezistenței totale la intrare, este utilizarea unui divizor de tensiune cu mai multe decade conectate în cascadă. Fiecare decadă (fig. 7.6) are cîte 11 secțiuni identice și șuntează două din secțiunile decadei precedente. Rezistența totală a unei decade este astfel aleasă, încît să fie egală cu dublul rezistenței unei secțiuni a decadei precedente. În acest fel, rezistența celor două secțiuni șuntate devine egală cu rezistența unei singure secțiuni. Ca excepție, ultima decadă are numai 10 secțiuni. Dacă $R = 1\ 000\ \Omega$ și $I_a = 10^{-3}$ A, căderea de tensiune pe o secțiune a primei decade va fi de 1 V, pe o rezistență a decadei doi de 0,1 V, pe o rezistență a decadei trei de 0,01 V etc. Pentru pozițiile cursoarelor reprezentate în figura 7.6, tensiunea de compensație care se obține la ieșire va fi de 6,339 V.

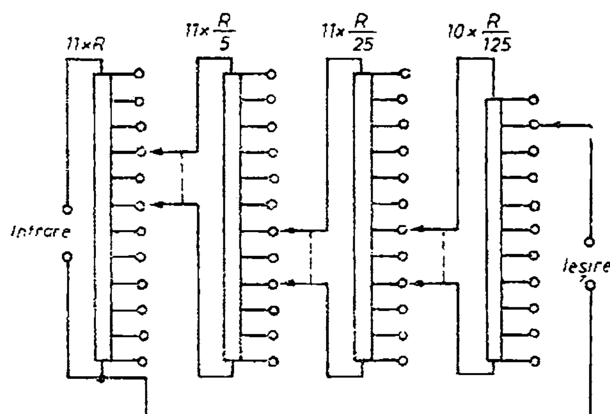



**Fig. 7.6. Schema unui divizor cu decade în cascadă, utilizat la compensatoare de c.c.**

Compensatoarele de c.c. cu decade conectate în cascadă au unele avantaje în comparaţie cu compensatoarele cu decade duble: efectul rezistenţelor de contact ale comutatoarelor este mai redus (în circuitul de măsurare apare un singur comutator dublu parcurs de jumătate din curentul auxiliar, celelalte fiind parcurse de curenţi mai mici), numărul de rezistoare în schema compensatorului este mai mic.

Principiul de funcţionare al compensatoarelor cu rezistenţă constantă este ilustrat în figura 7.7. Tensiunea necunoscută este comparată cu căderea de tensiune $RI$ pe un rezistor cuadripolar de valoare constantă $R$, parcurs de curentul $I$ reglabil, măsurat cu ajutorul unui aparat indicator (miliampermetru magnetoelectric). Rezultă:

$$U_x = RI. \tag{7.5}$$

Scara aparatului poate fi gradată direct în milivolţi sau microvolţi.

Înlocuind rezistorul $R$ cu un grup de rezistoare $R_1$, $R_2$,... conectate în serie, se pot obţine mai multe game de măsurare.

Precizia acestui compensator este scăzută, fiind determinată practic de aceea a aparatului magnetoelectric. De aceea, compensatorul cu rezistenţă constantă este utilizat numai în cazuri speciale, cînd precizia nu este un deziderat major.

Absenţa contactelor mecanice în circuitul de măsurare, care reprezintă principala sursă de tensiuni termoelectromotoare parazite, permite măsurarea unor tensiuni foarte mici cu aceste compensatoare (ex. tensiunile termocuplurilor).

Dacă aparatul magnetoelectric este înlocuit cu un mijloc mai precis de măsurare a curentului $I$ (de ex. comparatorul inductiv de curent), compensatorul cu rezistenţă constantă poate deveni un aparat superior celorlalte tipuri de compensatoare de curent continuu.

Pe acest principiu se realizează în prezent compensatoare cu precizia de $10^{-7}$ şi cu pragul de sensibilitate mai mic de 0,1 μV. Schema unui compensator cu comparator inductiv de curent este reprezentată în figura 7.8. În primarul comparatorului se introduce o sursă de curent constant, de rezistenţă internă foarte mare; în acest fel variaţia numărului de spire $N_1$ nu influenţează valoarea curentului. Sursa de curent din secundar este comandată de înfăşurarea de detecţie a comparatorului, astfel încît comparatorul este menţinut în permanenţă în echilibru, caracterizat de relaţia:

$$N_2 I_2 = N_1 I_1.$$

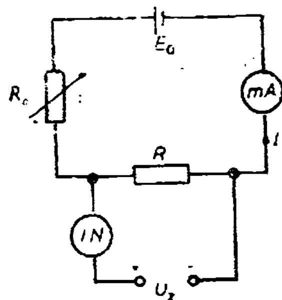


Fig. 7.7. Schema de principiu a compensatorului cu rezistenţă constantă.

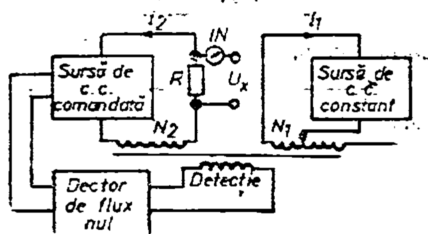


Fig. 7.8. Compensator de c.c. cu comparator inductiv de curent.

Tensiunea de măsurat, egală la echilibru cu tensiunea la bornele rezistenței $R$, rezultă din relația :

$$U_x = RI_2 = RI_1 \frac{N_1}{N_2}. \qquad (7.6)$$

Mărimile $R$, $I_1$ și $N_2$ fiind constante, $U_x$ este proporțional cu $N_1$, care poate fi variat în decade de la 0 la 2 000, cu fracțiuni realizate prin divizoare suplimentare, permițînd citirea rezultatului cu șapte cifre. Pentru eliminarea erorii de zero și a erorii de neliniaritate compensatorul se etalonează în prealabil, conectînd la borne un element normal și variind $I_1$.

Compensatoarele pot fi folosite și pentru măsurarea curenților sau a rezistențelor electrice. Măsurarea curenților se realizează creînd o cădere de tensiune proporțională cu curentul de măsurat la bornele unei rezistențe etalon, aleasă corespunzător, și măsurînd această cădere de tensiune. Pentru măsurarea unei rezistențe $R_x$, aceasta se leagă în serie cu o rezistență etalon $R_e$ și se determină căderile de tensiune $U_x$ și $U_e$ la bornele lor cu ajutorul compensatorului ; rezultă imediat :

$$R_x = R_e \frac{U_x}{U_e}. \qquad (7.7)$$

Compensatoarele de curent continuu se caracterizează după recomandările CEI prin clasa de precizie, temperatura și umiditatea de referință precum și prin limitele de temperatură și umiditate între care pot fi utilizate.

Clasele de precizie pentru compensatoarele de c.c. sînt : 0,0005 ; 0,001 ; 0,002 ; 0,005 ; 0,01 ; 0,02 ; 0,05 ; 0,1.

Eroarea limită de măsurare $\Delta U_x$ a tensiunii $U_x$ măsurată cu compensatorul este :

$$\Delta U_x = \Delta U_i + \Delta U_v, \qquad (7.8)$$

unde :

$\Delta U_i$ este eroarea intrinsecă de măsurare ;
$\Delta U_v$ — eroarea suplimentară provocată de variația mărimilor de influență.

Eroarea limită de măsurare este egală cu eroarea intrinsecă dacă măsurarea se efectuează în condiții de referință, în conformitate cu tabelul 7.1.

*Tabelul 7.1*

**Valori de referință ale mărimilor de influență**

| Mărimea de influență | Valoarea de referință | Clasa de precizie | Toleranțe admise pentru verificări în funcție de clasa de precizie |
|---|---|---|---|
| Temperatura ambiantă | 20°C | 0,0005...0,001<br>0,002 ...0,01<br>0,02 ...0,1 | ±0,5°C<br>±1°C<br>±2°C |
| Umiditatea relativă | 40...60% | | |
| Durata de alimentare prealabilă | Cel puțin 5 min | | |

În tabelul 7.2 se dau intervalele de utilizare și erorile suplimentare corespunzătoare.

*Tabelul 7.2*

**Intervalele de utilizare și erorile suplimentare corespunzătoare**

| Mărimea de influență | Clasa de precizie | Intervalul de utilizare | Eroarea suplimentară exprimată în raport cu eroarea intrinsecă |
|---|---|---|---|
| Temperatura ambiantă | 0,0005...0,001<br>0,002 ...0,01<br>0,02 ...0,1 | Valoarea de referință ±2°C<br>Valoarea de referință ±5°C<br>Valoarea de referință ±10°C | 20%<br>50%<br>100% |
| Umiditatea relativă | 0,0005...0,1 | 25...75% | 30% |

Eroarea intrinsecă, adică eroarea limită de măsurare în condiții de referință, se determină cu relația :

$$\Delta U_i = \frac{c}{100}\left(\frac{U_c}{10} + U_x\right). \qquad (7.9)$$

unde :

$c$ este indicele clasei de precizie ;
$U_c$ — valoarea convențională, exprimată în volți, reprezentînd partea întreagă a limitei superioare de măsurare a compensatorului ;
$U_x$ — valoarea tensiunii măsurate.

Primul termen din relația (7.9) reprezintă o eroare de zero, semnificativă numai la măsurarea tensiunilor relativ mici, iar al doilea termen este o eroare de proporționalitate.

Rezultatul măsurării tensiunii $U_x$ se prezintă sub forma :

$$U_x \pm \Delta U_x.$$

Limita superioară de măsurare a compensatoarelor de c.c., este, în general, de circa 2 V.

În unele instalații industriale pentru măsurarea electrică a mărimilor neelectrice cu variație lentă în timp este necesară adeseori măsurarea continuă și înregistrarea unor tensiuni cu precizii mai mari decît 1—1,5%, cît permit aparatele înregistratoare clasice. În aceste cazuri se folosesc compensatoare automate, în care tensiunea de referință se modifică automat în timpul măsurării, pînă la satisfacerea condiției de echilibru a circuitului.

Compensatoarele automate de curent continuu pot fi, în funcție de metoda de compensație utilizată (Poggendorf, respectiv Lindeck-Rothe), de tip integral sau de tip proporțional.

În figura 7.9 se prezintă schema unui *compensator automat de tip integral*. La intrarea amplificatorului $A$ se aplică tensiunea de dezechilibru $\Delta U$, reprezentînd diferența dintre tensiunea necunoscută $U_x$ și tensiunea de compensare $U_c = r_x I_a$ :

$$\Delta U = U_x - r_x I_a. \qquad (7.10)$$

Această tensiune de dezechilibru amplificată se aplică înfășurării de comandă a servomotorului $SM$, care se pune în mișcare și prin interme-

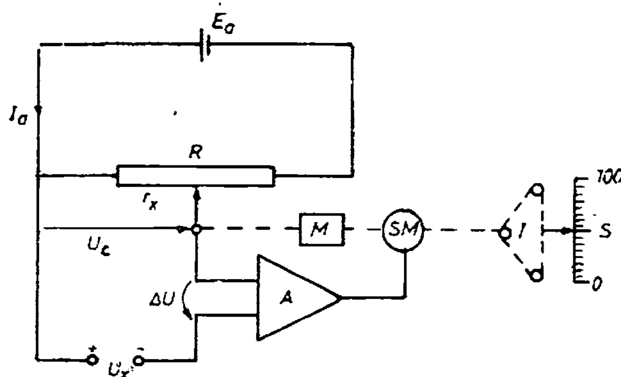



**Fig. 7.9. Schema de principiu a unui compensator automat de tip integral.**

diul mecanismului $M$ (care transformă mişcarea de rotaţie într-o mişcare de translaţie), deplasează cursorul potenţiometrului $R$ pînă la anularea lui $\Delta U$ ; simultan are loc şi deplasarea acului indicator $I$ în faţa unei scări gradate $S$. Sensul de rotaţie al servomotorului depinde de polaritatea tensiunii de dezechilibru şi astfel deplasarea cursorului are loc întotdeauna în sensul convenabil echilibrării schemei. Dacă tensiunea de măsurat îşi modifică valoarea, procesul de echilibrare se repetă şi cursorul se deplasează într-o nouă poziţie.

Particularitatea acestui tip de compensator o constituie existenţa în bucla de reglaj a elementului integrator, reprezentat de servomotor.

Dacă pe înfăşurarea de comandă a servomotorului se aplică tensiunea

$$U_m = k_a \Delta U,$$

$k_a$ fiind amplificarea amplificatorului $A$, rotorul se va roti cu viteza unghiulară

$$\omega = k_m U_m = k_a k_m \Delta U.$$

Viteza liniară de deplasare a cursorului potenţiometrului $R$ fiind proporţională cu viteza unghiulară a axului :

$$\frac{dl}{dt} = k_r \omega = k_r k_a k_m \Delta U,$$

deplasarea $l$ a cursorului va fi :

$$l = k_r k_a k_m \int \Delta U \cdot dt.$$

Tensiunea de compensare $U_c$ care se stabileşte la echilibru este deci proporţională cu integrala tensiunii de dezechilibru :

$$U_c = k_r k_a k_m k_p \int \Delta U \cdot dt. \tag{7.11}$$

Eroarea statică fundamentală a compensatorului, determinată de existenţa pragului de sensibilitate al servomotorului (tensiunea minimă pentru care bucla de reglaj automat intră în funcţiune), este de obicei foarte mică, de ordinul 0,1 — 0,2%.

În unele compensatoare servomotorul de curent continuu este înlocuit de un servomotor de curent alternativ, în acest caz în locul amplificatorului de c.c. fiind utilizat un amplificator de c.a. precedat de un invertor. În

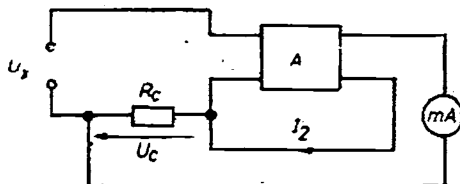



Fig. 7.10. Schema de principiu a unui compensator automat de tip proporţional.

ultimul timp unii constructori înlocuiesc servomotorul cu mişcare de rotaţie cu un servomotor liniar de c.c., ceea ce simplifică considerabil sistemul cinematic al compensatorului.

În figura 7.10 se prezintă schema de principiu a unui *compensator automat de tip proporţional*. Tensiunea $U_x$ se compară cu căderea de tensiune la bornele rezistenţei de compensare $R_c$, dată de curentul de ieşire $I_2$ al amplificatorului $A$. Tensiunea de dezechilibru $\Delta U = U_x - U_c$ se aplică la intrarea amplificatorului.

Dacă se notează cu $Y_{21}$ admitanţa de transfer a amplificatorului, atunci curentul de ieşire $I_2$ se determină cu relaţia:

$$I_2 = Y_{21}\Delta U. \tag{7.12}$$

Eliminînd pe $\Delta U$ din relaţiile precedente, se obţine:

$$I_2 = \frac{Y_{21}}{1 + Y_{21}R_c} U_x. \tag{7.13}$$

Prin urmare tensiunea $U_x$ a fost convertită într-un curent proporţional cu ea, care poate fi măsurat de miliampermetrul magnetoelectric gradat direct în unităţi de tensiune.

La acest tip de compensator nu se poate obţine o compensare exactă, deoarece $U_x \neq R_cI_2$ (în caz contrar $I_2 = 0$). Deci compensatorul prezintă o eroare statică fundamentală, care se poate calcula eliminînd $I_2$ din relaţiile (7.12) şi (7.13). Astfel, se obţine:

$$\Delta U = \frac{U_x}{1 + Y_{21}R_c}. \tag{7.14}$$

Pentru reducerea acestei erori trebuie mărită cît mai mult admitanţa de transfer $Y_{21}$ a amplificatorului, respectiv amplificarea acestuia.

Rezistenţa de intrare într-un asemenea compensator este, ca la orice amplificator cu reacţie negativă serie, mult mai mare decît rezistenţa de intrare a amplificatorului fără reacţie. Deci se poate considera că măsurarea tensiunii necunoscute se face practic fără consum de curent.

Amplificatoarele electronice folosite la aceste compensatoare sînt de tipul cu modulare-demodulare, ceea ce permite realizarea unor admitanţe de transfer suficient de mari pentru reducerea erorii statice fundamentale.

## 7.2. COMPENSATOARE DE CURENT ALTERNATIV

Metoda de compensare se poate utiliza şi în curent alternativ, însă în acest caz tensiunea de compensare trebuie să fie egală cu tensiunea necunoscută în amplitudine, fază, frecvenţă şi formă. Ultimele două condiţii se realizează prin alimentarea compensatorului şi a circuitului de studiat

de la aceeași sursă de tensiune alternativă, iar primele două condiții se realizează de către compensator.

În cazul cînd tensiunea necunoscută $u_x$ este nesinusoidală, cea de compensare $u_c$ fiind sinusoidală, metoda compensării în c.a. permite măsurarea numai a componentei armonice fundamentale a lui $u_x$, deoarece indicatoarele de nul folosite sînt întotdeauna selective, răspunzînd la componenta fundamentală a diferenței $u_x - u_c$.

Compensatoarele de curent alternativ nu oferă o precizie atît de ridicată ca cele de curent continuu, datorită preciziei mai reduse a etaloanelor ce se folosesc pentru stabilirea curentului (de regulă ampermetre electrodinamice de clasă 0,1 --0,2). Ele se utilizează, în special, pentru măsurări de tensiuni, curenți și fluxuri magnetice în circuitele de mică putere, cînd măsurarea trebuie efectuată cu consum redus de energie.

Deoarece la compensatoarele de curent alternativ se compară două tensiuni în mărime și fază, pentru realizarea echilibrului este necesară reglarea tensiunii de compensare în mărime și fază. Aceasta se poate realiza în două moduri :

— prin reglarea independentă a modulului și fazei, ceea ce se obține la *compensatoarele în coordonate polare ;*

— prin reglarea independentă a două componente ale tensiunii de compensare, defazate între ele cu 90°, ceea ce se obține la *compensatoarele în coordonate rectangulare.*

Dacă este necesară măsurarea numai a valorilor efective ale curenților și tensiunilor alternative se utilizează *compensatoare de valori efective ;* acestea convertesc cu ajutorul unor termoelemente curentul alternativ într-un curent continuu, măsurat apoi cu precizie mare cu ajutorul unui compensator de curent continuu.

### 7.2.1. COMPENSATOARE ÎN COORDONATE POLARE

Schema de principiu a acestui compensator este reprezentată în figura 7.11. Amplitudinea tensiunii de compensare se variază prin deplasarea cursorului $C$ al reostatului potențiometric $R$, iar faza acestei tensiuni cu ajutorul regulatorului de fază $R_\varphi$.

Ca aparat indicator de nul se utilizează galvanometre de vibrație sau indicatoare de nul electronice.

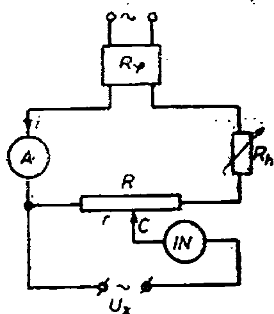



Fig. 7.11. Schema de principiu a compensatorului de c.a. în coordonate polare.

În momentul compensării curentul prin indicatorul de nul se anulează și tensiunea necunoscută $\underline{U}_x$ va fi egală în mărime și fază cu tensiunea de compensare $\underline{U}_c$ :

$$U_x e^{j\varphi_x} = U_c e^{j\varphi_c} = rIe^{j\varphi_c},$$

de unde :

$$U_x = rI \text{ și } \varphi_x = \varphi_c. \qquad (7.15)$$

La un anumit curent de lucru al compensatorului, rezistența $R$ poate fi gradată direct în V sau mV, dînd posibilitatea citirii comode a valorii efective a tensiunii măsurate. Citirea unghiului $\varphi_c$ se face direct pe cadranul regulatorului de fază.

Limita superioară de măsurare a acestor compensatoare este cuprinsă între 1,5 şi 15 V. Erorile de măsurare a valorilor efective ale tensiunilor sînt de ordinul 0,2%, iar cele ale unghiurilor de defazaj de 0,5—1°. Compensatoarele în coordonate polare sînt folosite rar, ele avînd o importanță doar istorică.

### 7.2.2. COMPENSATOARE ÎN COORDONATE RECTANGULARE

Dintre compensatoarele de curent alternativ în coordonate rectangulare, cele mai răspîndite sînt cele cu două circuite parcurse de curenţi defazaţi între ei cu 90°.

Schema unui compensator de acest tip este dată în figura 7.12, *a*. La acest compensator cei doi curenţi defazaţi la 90° se obţin prin utilizarea unei inductivităţi mutuale $M$, fără miez de fier. La trecerea curentului sinusoidal $i_1$ prin circuitul primar al bobinei, apare un flux magnetic în fază cu $i_1$, pierderile prin histerezis şi curenţi turbionari fiind nule. Acest flux induce în secundarul bobinei t.e.m. $u_{e2}$ defazată în urma lui $i_1$ cu 90° ; dacă circuitul secundar are o rezistență mult mai mare decît reactanța sa inductivă, curentul $i_2$ poate fi considerat în fază cu $u_{e2}$, deci la 90° în urma lui $i_1$.

Căderile de tensiune produse de curenţii $i_1$ şi $i_2$ pe rezistenţele $R_1$ (de la $a_1 \rightarrow b_1$) şi $R_2$ (de la $a_2 \rightarrow b_2$) vor fi defazate cu 90° şi se pot reprezenta în planul complex prin fazorii indicaţi în figura 7.12, *b*. În acest fel, între cursoarele $C_1$ şi $C_2$ se culege o tensiune de componente $U_1$ şi $U_2$, care poate compensa tensiunea necunoscută $U_x$ situată în oricare din cele patru cadrane. Rezultă :

$$\underline{U}_x = \underline{U}_c = U_1 + jU_2,$$

unde $U_1$ şi $U_2$ pot fi pozitive sau negative, după poziţia cursoarelor $C_1$ şi $C_2$ faţă de punctele $O_1$, $O_2$. Modulul tensiunii de măsurat şi faza ei sînt date de relaţiile :

$$U_x = \sqrt{U_1^2 + U_2^2}\,; \quad \varphi_x = \operatorname{arctg}\frac{U_2}{U_1}. \qquad (7.16)$$

Unirea celor două puncte mediane $O_1$ şi $O_2$ este necesară pentru a închide circuitul de compensare. Rezistenţa $r$ serveşte la introducerea corecţiilor de frecvenţă (la creşterea frecvenţei se măreşte $r$ pentru a menţine constant curentul $I_2$).

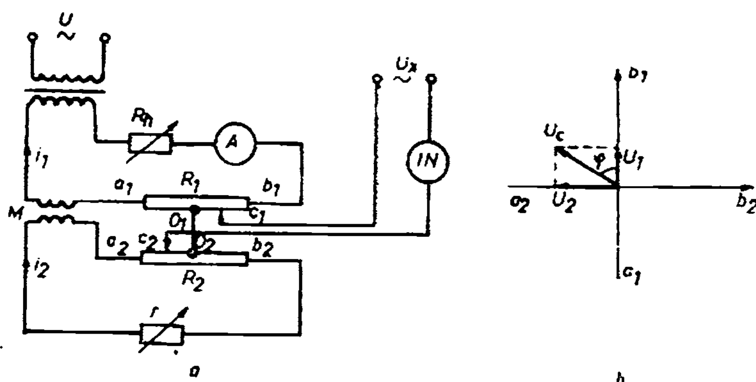



**Fig. 7.12.** Schema de principiu a compensatorului de c.a. în coordonate rectangulare.

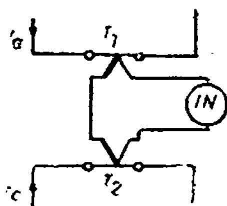



Fig. 7.13. Schema de principiu a compensatorului de valori efective.

Dacă se lucrează cu o valoare prestabilită a curentului $i_1$, potențiometrele $R_1$, $R_2$ se pot grada în unități de tensiune și astfel pe acestea se pot citi direct valorile tensiunilor $U_1$ și $U_2$.

Compensatoare de acest tip se construiesc în special pentru frecvența de 50 Hz, cu o precizie de 0,2—0,5%, limite de măsurare pînă la cîțiva volți și prag de sensibilitate de zecimi de microvolt.

Precizia măsurărilor cu compensatorul de curent alternativ poate fi mărită (la 0,02% sau chiar 0,01%) dacă pentru stabilirea curentului de lucru al compensatorului se utilizează un comparator cu termoelement, de tipul celui prezentat mai jos (fig. 7.13).

### 7.2.3. COMPENSATOARE DE VALORI EFECTIVE

În figura 7.13 este reprezentată schema de principiu a unui astfel de compensator, care folosește două termoelemente $T_1$ și $T_2$ identice. Măsurarea valorii efective a curentului alternativ $I_c$, care trece prin $T_2$, se realizează prin reglarea curentului $I_a$ pînă la anularea deviației indicatorului de nul. În acest moment $I_a = I_c$, valoarea curentului $I_c$ putînd fi determinată cu precizie cu un compensator de curent continuu.

Intervalul de măsurare al compensatorului este limitat de termoelemente la curenți de ordinul zecilor de mA și tensiuni de 2—3 V, putînd fi extins cu ajutorul șunturilor și rezistențelor adiționale pînă la 6 A și 100 V. Eroarea acestor compensatoare este mai mică de 0,05% pentru frecvențe între 0...1 kHz și de 0,1% pentru 1...10 kHz. Ele se utilizează, în general, pentru etalonarea ampermetrelor și voltmetrelor de curent alternativ, avînd clasa de precizie $\leqslant 0{,}2$.

# 8
# APARATE INDICATOARE DE NUL

*Echilibrul mijloacelor de măsurare* bazate pe metode electrice de măsurare de zero se constată cu ajutorul indicatoarelor de nul. Acestea trebuie să aibă o sensibilitate cît mai mare, precizia măsurării curentului sau tensiunii fiind pe plan secundar.

*Pragul de sensibilitate* al indicatoarelor de nul este limitat intrinsec de zgomotul de agitaţie termică (zgomotul propriu $P_{zg}$) şi de zgomotul suplimentar (zgomot instrumental $P_{zgi}$), datorită perturbaţiilor exterioare şi diferitelor surse de fluctuaţii. Tensiunea şi curentul ce pot fi sesizate de aparat (deci pragul de sensibilitate) sînt limitate inferior de valorile :

$$U_m \geqslant \sqrt{\frac{4kTRF}{t_m}}\,; \quad I_m \geqslant \sqrt{\frac{4kTF}{Rt_m}}, \tag{8.1}$$

unde $k$ este constanta lui Boltzmann ; $T$ — temperatura ; $t_m$ — durata măsurării ; $R$ — rezistenţa internă a sursei de semnal şi $F$ — factorul de zgomot*.

Deci pragul de sensibilitate are o limită naturală (deoarece $F > 1$), care depinde numai de temperatura la care se face măsurarea şi de durata măsurării.

Indicatoarele de nul trebuie să aibă cîteva calităţi impuse de condiţiile de funcţionare : capacitate de supraîncărcare bună, stabilitatea zeroului, timp de măsurare cît mai scurt, o bună rejecţie a perturbaţiilor serie şi de mod comun.

## 8.1. INDICATOARE DE NUL DE CURENT CONTINUU

### 8.1.1. GALVANOMETRUL DE CURENT CONTINUU

Galvanometrele de c.c. sînt aparate magnetoelectrice de mare sensibilitate, utilizate pentru măsurarea curenţilor continui de valori foarte mici ($11^{-6}$—$10^{-11}$ A) sau tensiuni continui foarte mici ($11^{-4}$—$11^{-9}$ V).

a) *Particularităţi constructive.* Sensibilitatea mare a galvanometrelor se obţine prin creşterea cuplului activ $M_a = NBAI$ (magneţi care asigură o inducţie mare $B$ în întrefier, bobină mobilă cu număr mare de spire $N$), scăderea cuplului rezistent (suspensie pe benzi tensionate sau suspensie liberă) şi amplificarea deviaţiei (utilizarea sistemului de indicaţie optic cu reflexie simplă sau multiplă). Bobina mobilă se execută fără carcasă avînd spirele

---

* Factorul de zgomot $F = (P_{zg} + P_{zgi})/P_{zg}$ arată de cite ori este mai mare zgomotul aparatului real faţă de zgomotul unui aparat ideal (la care $P_{zgi} = 0$). De ex. galvanometrul de c.c. are $F = 40-60$ dB, amplificatorul cu detecţie sincronă are $F = 0{,}1-3$ dB.

consolidate cu un lac izolant. Galvanometrele nu au dispozitiv de amortizare; amortizarea se realizează cu ajutorul curenţilor induşi în bobina mobilă cînd aceasta este închisă pe o rezistenţă exterioară şi se află în mişcare.

b) *Sensibilitatea şi constanta galvanometrelor.* Scara galvanometrelor nu este gradată în unităţi ale mărimii de măsurat ci în diviziuni sau milimetri. De aceea sensibilitatea lor se defineşte prin raportul dintre deplasarea indicatorului, exprimate în diviziuni, şi mărimea de la intrare (curent, tensiune) care a produs-o.

Sensibilitatea de curent $S_I$, respectiv de tensiune $S_U$ a unui galvanometru este:

$$S_I = \frac{d}{I_0}\left(\frac{\text{div}}{\text{A}}\right) \text{ şi } S_U = \frac{d}{U_0}\left(\frac{\text{div}}{\text{V}}\right). \tag{8.2}$$

unde $d$ este deplasarea indicatorului (ac, spot) corespunzătoare curentului $I_0$ prin galvanometru iar $U_0 = r_0 I_0$, cu $r_0$ — rezistenţa bobinei mobile.

Constanta de curent (tensiune) a galvanometrului este:

$$C_I = \frac{I_0}{d} = \frac{1}{S_I}(\text{A/div}) \text{ şi } C_U = \frac{U_0}{d} = \frac{1}{S_U}(\text{V/div}). \tag{8.3}$$

Pentru galvanometrele cu dispozitive optice exterioare sensibilitatea şi constanta de curent (tensiune) se exprimă pentru distanţa de 1 m între rigla gradată şi oglindă. În figura 8.1 se indică deplasarea indicatorului în condiţiile aceleiaşi lungimi $l$ a indicatorului, deviaţia unghiulară a instrumentului fiind $\alpha = \frac{\Phi_0}{D} I_0$.

c) *Amortizarea galvanometrului. Rezistenţa critică.* Galvanometrele nu sînt prevăzute cu dispozitiv de amortizare. Amortizarea mişcării se realizează în principal pe cale electromagnetică numai atunci cînd galvanometrul este închis pe o rezistenţă exterioară. La mişcarea bobinei, cele două laturi active ale bobinei intersectează cîmpul magnetic şi în cele $N$ spire ale ei se induce o t.e.m. $e = NB2lv$. Întrucît viteza $v$ a laturilor active este $v = \frac{b}{2}\frac{d\alpha}{dt}$ ($b$ — lăţimea bobinei) se obţine:

$$e = -NBlb\frac{d\alpha}{dt} = -\Phi_0\frac{d\alpha}{dt}. \tag{8.4}$$

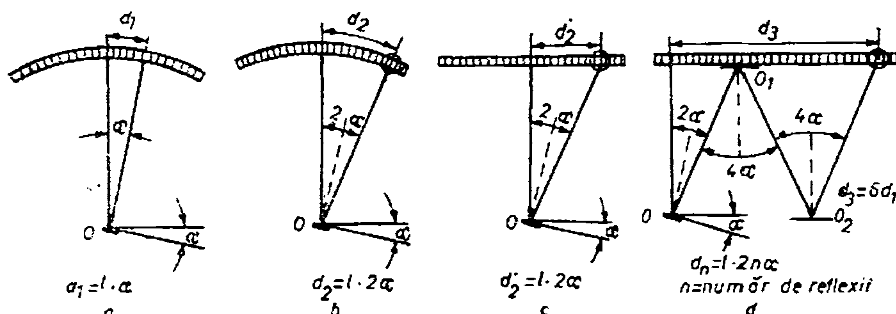



**Fig. 8.1. Dispozitive indicatoare pentru galvanometre de c.c.:**
*a* — cu ac indicator; *b, c* — indicator optic cu reflexie simplă şi scară circulară, respectiv rectilinie exterioară; *d* — cu reflexie multiplă.

Dacă bobina de rezistență $r_0$ este închisă pe o rezistență exterioară $R$ atunci ea este parcursă de curentul $i_{am}$:

$$i_{am} = -\frac{\Phi_0}{r_0 + R}\frac{d\alpha}{dt}. \tag{8.5}$$

Interacțiunea dintre $\Phi_0$ și $i_{am}$ determină cuplul de amortizare

$$M_{am} = \Phi_0 i_{am} = -\frac{\Phi_0^2}{r_0 + R}\frac{d\alpha}{dt} = -A\frac{d\alpha}{dt}, \tag{8.6}$$

de unde rezultă expresia factorului de amortizare electrică:

$$A = \frac{\Phi_0^2}{r_0 + R}, \tag{8.7}$$

care depinde numai de rezistența exterioară.

Rezistența critică $R_c$ a galvanometrului se definește ca fiind acea rezistență pentru care se obține amortizarea critică ($\beta = 1$). Dacă $R > R_c$ ($\beta < 1$) mișcarea este oscilatorie amortizată, iar dacă $R < R_c$ ($\beta > 1$) mișcarea este aperiodică supraamortizată (v. tab. 5.2).

d) *Reductorul de sensibilitate.* Curentul maxim pe care îl poate măsura galvanometrul, $I_{0\,max} = C_I d_{max}$, este foarte mic. Spre exemplu, pentru $C_I = 10^{-9}$ A/div și $d_{max} = 100$ div rezultă $I_{0\,max} = 0{,}1$ μA. Curentul $I$ prin circuitul de măsură poate depăși $I_{0\,max}$, iar rezistența circuitului poate să difere mult de rezistența critică, din care cauză galvanometrul se introduce în circuitul de măsurare împreună cu reductorul de sensibilitate (fig. 8.2, *a*). Reductorul de sensibilitate îndeplinește două funcții: reducerea sensibilității galvanometrului la o valoare corespunzătoare curentului din circuitul de măsurare și închiderea galvanometrului pe rezistența critică în scopul reducerii la minim a timpului de răspuns.

Reductorul de sensibilitate este o rezistență de precizie de valoare totală $R_c$ (rezistența exterioară critică a galvanometrului) cu prize intermediare aduse la un comutator cu ploturi.

Rezistența circuitului de măsurare pasivizat este $R_m$.

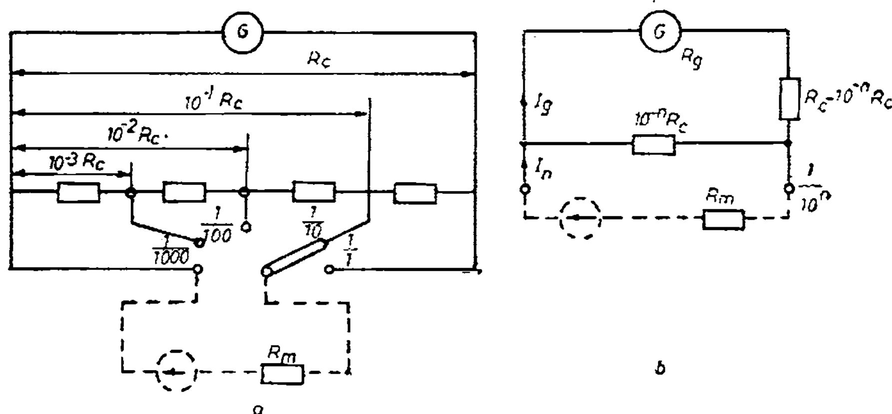



**Fig. 8.2. Reductorul de sensibilitate:**
*a* — schema electrică; *b* — schema echivalentă pentru plotul $10^{-n}$.

Dacă maneta reductorului este situată pe plotul $\frac{1}{10^n}$ (fig. 8.2, *b*) se pot scrie relațiile :

$$I_g = I_n \frac{10^{-n}R_c}{R_c + R_g}; \; I_n = 10^n \frac{R_c + R_g}{R_c} I_g.$$

Rezultă constanta de curent, respectiv sensibilitatea de curent corespunzătoare pentru plotul $\frac{1}{10^n}$ al reductorului de sensibilitate

$$C_{In} = 10^n \frac{R_c + R_g}{R_c} C_I; \; S_{In} = \frac{1}{10^n} \frac{R_c}{R_c + R_g} C_I. \tag{8.8}$$

Rezistența exterioară de la bornele galvanometrului este :

$$R_e = \frac{10^n - 1}{10^n} R_c + \frac{R_c R_m}{R_c + 10^n R_m}.$$

Deoarece $R_m \in [0, +\infty)$ rezultă că indiferent de valoarea rezistenței circuitului de măsurare rezistența exterioară considerată de la bornele galvanometrului poate lua valori

$$R_e \in \left[\frac{10^n - 1}{10^n} R_c, \; R_c\right].$$

De exemplu, pentru $n = 1$ corespunzător plotului $\frac{1}{1}$ rezistența exterioară va fi $R_e \in \left[\frac{9}{10} R_c, \; R_c\right]$ deci practic $R_c$.

Datorită reductorului de sensibilitate galvanometrul va funcționa în regim aperiodic critic și va avea timpul minim de răspuns indiferent de rezistența circuitului de măsurare.

Utilizarea galvanometrului în circuitul de măsurare se începe cu comutatorul de sensibilitate $\frac{1}{10^n}$ care reprezintă sensibilitatea cea mai redusă și pe măsură ce se realizează echilibrul se crește sensibilitatea pînă la sensibilitatea maximă ce corespunde plotului $\frac{1}{1}$.

### 8.1.2. INDICATOARE DE NUL ELECTRONICE

Indicatoarele de nul electronice de c.c. sînt aparate electronice cu sensibilitate de tensiune ridicată avînd principalele avantaje generale ale aparatelor electronice : rezistență internă mare ($10^3$—$10^7$ $\Omega$), capacitate de supraîncărcare datorită protecțiilor electronice interioare, timp mic de răspuns.

Indicatoarele de nul electronice uzuale sînt microvoltmetre și nanovoltmetre de tensiune continuă cu amplificator de c.c. cu modulare (fig. 8.3). Filtrul trece-jos plasat după atenuator contribuie la rejecția perturbațiilor variabile în timp. Oscilatorul *OSC* sincronizează modulatorul și detectorul sincron. Filtrul trece-jos de la ieșire elimină componenta alternativă a tensiunii amplificate și redresate. Se efectuează o corectare a derivei de tensiune

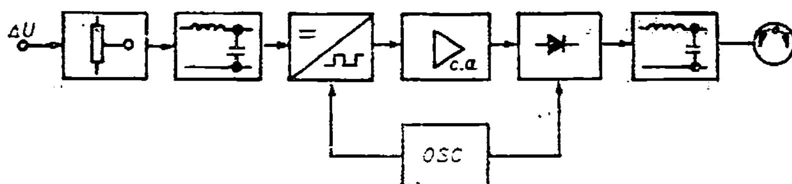



Fig. 8.3. Schema funcțională a unui indicator de nul de c.c. cu modulare.

și de curent înaintea fiecărei noi măsurări : bornele de intrare se pun în scurtcircuit și se inseriază o sursă de tensiune interioară reglabilă (ex. între +25 μV și —25 μV) cu care aparatul se aduce la zero (deriva de tensiune), respectiv cu bornele de intrare în gol se injectează la intrare un mic curent continuu (în limitele a cîtorva μA) cu care la fel se aduce aparatul la zero (deriva de curent). Acest tip de indicatoare de nul electronice au pragul de sensibilitate de $10^{-7}$—$10^{-6}$ V, iar la aparate de sensibilitate mare $10^{-9}$—$10^{-8}$ V.

Pentru măsurări de mare precizie s-au realizat *indicatoare de nul electronice cu amplificator parametric* care au factorul de zgomot mult mai mic. Se utilizează două categorii de amplificatoare parametrice : pentru rezistență de intrare mică, amplificatorul conține reactanțe inductive (bobine neliniare — amplificator magnetic, bobine vibrante) ; pentru rezistență de intrare mare se utilizează reactanțe capacitive (condensatoare neliniare — diode varicap, condensatoare vibrante). La ambele tipuri de amplificatoare parametrice tensiunea (curentul) se aplică reactanței detectoare, producînd apariția unei tensiuni (curent) cu amplitudinea dependentă de mărimea de intrare și frecvența $f_p$ impusă de o sursă de pompaj mecanic (vibrator) sau electric (oscilator electronic).

La indicatorul de nul cu amplificator parametric din figura 8.4 bobina vibrantă $L_1$ induce în bobinele fixe $L_2$ o tensiune alternativă proporțională cu tensiunea de detectat $U_1$, avînd frecvența de pompaj mecanic $f_p$. Circuitul $L_2C$ este adus la rezonanță iar tensiunea $U_2$ de pe condensatorul $C$ se amplifică, se detectează sincron și se afișează pe un aparat magnetoelectric. În aplicații speciale, prin menținerea bobinelor în regim de supraconductibilitate, se reduce substanțial zgomotul sistemului, ajungînd pînă la praguri de sensibilitate de $10^{-15}$—$10^{-13}$ V.

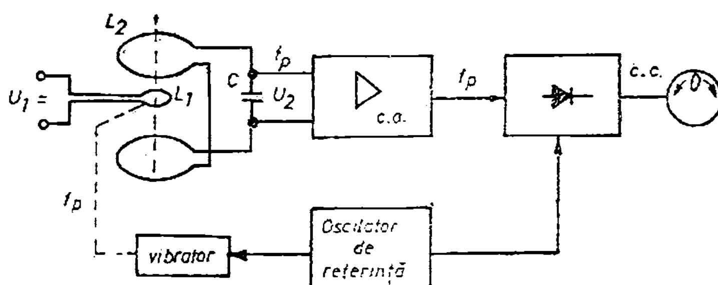



Fig. 8.4. Schema de principiu a indicatorului de nul de c.c. cu amplificator parametric cu bobină vibrantă.

## 8.2. INDICATOARE DE NUL DE CURENT ALTERNATIV

Indicatoarele de nul de c.a. sînt aparate de măsurare tensiuni foarte mici cu impedanță de intrare mare.

### 8.2.1. INDICATOARE DE NUL DE C.A. ELECTRONICE

Problema de bază a indicatoarelor de nul electronice de c.a. este asigurarea unui raport semnal/zgomot cît mai mare. Studiile arată că acest raport depinde de intervalul de frecvențe și lărgimea benzii de frecvență a amplificatorului aparatului indicator de zero. Intervalul de frecvență optim se consideră a fi între 200 Hz și 20 kHz, iar amplificatorul utilizat trebuie să fie selectiv (bandă îngustă).

Impedanța de intrare a indicatoarelor de nul de c.a. se poate adapta la impedanța de ieșire a circuitului de măsurare cu ajutorul transformatoarelor de adaptare, asigurînd condiția de transfer de putere maxim și de raport semnal/zgomot maxim.

După modul de prelucrare a semnalului de intrare alternativ, se deosebesc în principal următoarele tipuri de indicatoare de nul de c.a. :

— *cu amplificator de c.a. selectiv ;*
— *cu amplificator de c.a. și detecție sincronă ;*
— *cu amplificator parametric pentru curent alternativ.*

Prima variantă (fig. 8.5) utilizează un etaj de amplificare selectivă ($A_2$ cu rețea de filtrare *RC*). La intrare se prevăd potențiometrele $R_1$ și $R_3$ care permit reglarea sensibilității indicatorului de nul, iar grupurile de diode antiparalele protejează aparatul împotriva supraîncărcărilor posibile. Acest gen de indicator de nul are rezistența de intrare de 10—100 kΩ și pragul de sensibilitate de $10^{-6}$—$10^{-7}$ V.

Indicatorul de nul cu detecție sincronă de mare sensibilitate cu reprezentare vectorială a tensiunii de dezechilibru (fig. 8.6), cuprinde două micro-

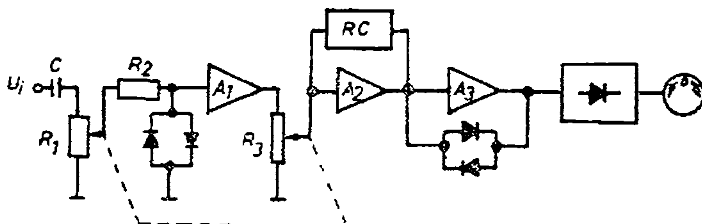


**Fig. 8.5.** Indicator de nul de c.a. cu amplificator selectiv.

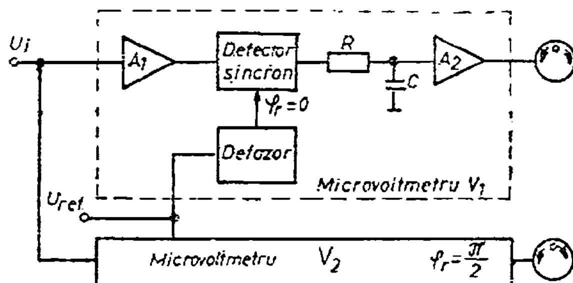


**Fig. 8.6.** Schema funcțională a indicatorului de nul de c.a. cu detecție sincronă.

voltmetre identice cu aparate indicatoare separate. Cele două aparate detectează componenta tensiunii de dezechilibru $u_i$ în fază ($V_1$) și în cuadratură ($V_2$) cu tensiunea de referință $u_{ref}$. Echilibrarea schemei (punte, compensator) se poate realiza cu un număr redus de operații, ca urmare crește considerabil convergența echilibrării.

Indicatoarele de nul de c.a. cu amplificator parametric sînt asemănătoare ca principiu celor de curent continuu, iar prin utilizarea tehnicii criogenice devine o posibilitate reală detectarea unor semnale extrem de slabe.

### 8.2.2. INDICATOR DE NUL CU TUB CATODIC

Osciloscopul catodic se poate folosi, cu unele adaptări speciale, în calitate de indicator de nul de c.a., cu reglarea vectorială a tensiunii de dezechilibru $u_i$. În esență semnalul de intrare după o preamplificare selectivă și o amplificare finală se aplică pe sistemul de deflexie verticală a tubului catodic. Un al doilea semnal de referință $u_{ref}$ sinusoidal, după amplificarea corespunzătoare se aplică pe sistemul de deflexie orizontală. Ambele tensiuni de deflexie fiind sinusoidale, de aceeași frecvență, pe ecranul tubului catodic apare o elipsă înclinată : aria elipsei depinde de defazajul dintre $u_i$ și $u_{ref}$, iar înclinarea față de axa orizontală de amplitudinea semnalului de dezechilibru $u_i$.

Procesul de echilibrare comportă (indiferent de ordinea operațiilor) anularea defazajului lui $u_i$ (reducerea elipsei la o linie înclinată), apoi anularea amplitudinii lui $u_i$, echilibrul fiind stabilit în momentul cînd pe ecran apare un segment de dreaptă orizontală.

Sensibilitatea indicatorului de nul cu tub catodic este limitată de zgomotul aparatului, de rezoluția limitată a dispozitivului de afișare (grosimea finită a spotului luminos de pe ecran), realizîndu-se totuși praguri de sensibilitate de $10^{-7}$—$10^{-5}$ V.

# 9
# APARATE PENTRU MĂSURAREA MĂRIMILOR VARIABILE ÎN TIMP

În practica industrială, tehnică, medicală și științifică adesea este necesară *vizualizarea* sau *înregistrarea mărimilor variabile în timp*. Aceasta este posibilă prin convertirea mărimilor în mărimi electrice și utilizarea unor mijloace de măsurare adecvate: *înregistratoare, oscilografe, osciloscoape*.

Aparatele pentru măsurarea mărimilor variabile în timp au următoarele avantaje:

— informația de măsurare obținută permite aprecierea globală a regimului dinamic (calitativ și cantitativ);

— sesizarea unor variații rapide sau neașteptate;

— urmărirea simultană a mai multor mărimi;

— posibilitatea analizei comode a înregistrărilor, după desfășurarea reală a evenimentelor.

Clasificarea aparatelor pentru măsurarea mărimilor variabile în timp este dată în figura 9.1, iar intervalul de frecvențe al mărimilor măsurate este indicat în tabelul 9.1.

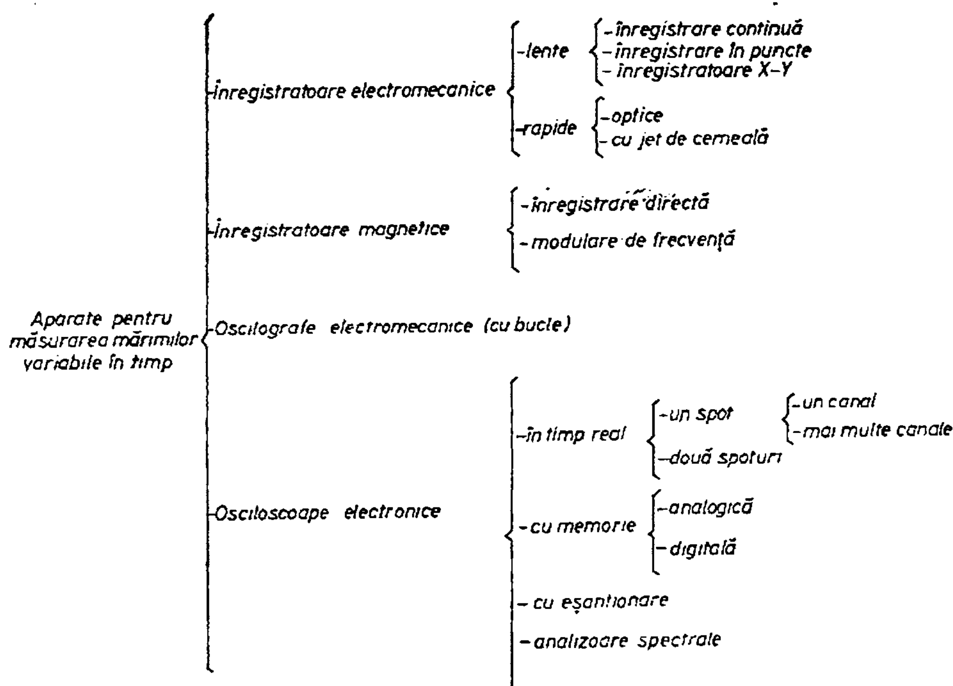



**Fig. 9.1.** Clasificarea aparatelor de măsurare pentru mărimi variabile în timp.

Tabelul 9.1

**Clasificarea aparatelor pentru măsurarea mărimilor variabile în timp, în funcție de intervalul de frecvență**

| Poz. | APARATUL | Intervalul de frecvențe [Hz] | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | $10^{-1}$ | 1 | $10^1$ | $10^2$ | $10^3$ | $10^4$ | $10^5$ | $10^6$ | $10^7$ | $10^8$ | $10^9$ | $10^{10}$ |
| 1 | Înregistratoare electromecanice lente | | | | | | | | | | | | |
| 2 | Înregistratoare electromecanice rapide | | | | | | | | | | | | |
| 3 | Înregistratoare $X$ - $Y$ | | | | | | | | | | | | |
| 4 | Înregistratoare magnetice directe | | | | | | | | | | | | |
| 5 | Înregistratoare magnetice cu modulare de frecvență | | | | | | | | | | | | |
| 6 | Oscilografe cu bucle | | | | | | | | | | | | |
| 7 | Osciloscoape în timp real | | | | | | | | | | | | |
| 8 | Osciloscoape cu memorie | | | | | | | | | | | | |
| 9 | Osciloscoape cu eșantionare | | | | | | | | | | | | |
| 10 | Analizoare spectrale | | | | | | | | | | | | |

## 9.1. APARATE ÎNREGISTRATOARE ELECTROMECANICE

Destinate pentru înregistrarea unor procese cu variație lentă (procese termice, chimice, variația puterii în rețelele electrice), înregistratoarele electromecanice se compun dintr-un dispozitiv de măsurare (direct sau automat), sistem de avans al suportului înregistrării și ansamblul suport de înregistrare — mijloc de înscriere.

În tabelul 9.2 se prezintă principalele procedee de înscriere a informației pe suport material. Cel mai utilizat este *procedeul de înscriere cu cerneală*

Tabelul 9.2

**Principalele procedee de înscriere a informației pe suport material**

| Poz. | Procedeul | Schița procedeului | Suportul de informație | Mijloc de înscriere |
|---|---|---|---|---|
| 1 | Înscriere cu cerneală | → $V$ | Hîrtie diagramă | Peniță cu cerneală, pix sau carioca |
| 2 | Înscriere prin imprimare | → $V$ | Hîrtie diagramă | Tijă ce apasă intermitent o bandă cu tuș sau hîrtie carbon |

| Poz. | Procedeul | Schiţa procedeului | Suportul de informaţie | Mijloc de înscriere |
|---|---|---|---|---|
| 3 | Înscriere prin zgîriere | V | Hîrtie cerată | Vîrf metalic |
| 4 | Înscriere prin topire de adaos | V | Hîrtie neagră acoperită cu ceară sau parafină | Tijă metalică încălzită |
| 5 | Perforare cu scîntei | U V | Hîrtie subţire | Electrozi de W sau Pt pe ambele feţe ale hîrtiei |
| 6 | Înscriere prin volatilizarea unui strat de adaos | U V | Hîrtie cu strat de Zn şi Cd | Electrod de W deasupra hîrtiei |

*şi peniţă* (poz. 1). Peniţa este un capilar de sticlă sau metal alimentată de la un rezervor. Hîrtia de înregistrare este netedă, pentru a asigura frecări minime cu peniţa.

*Procedeul de înscriere prin imprimare* (poz. 2) constă în apăsarea permanentă sau intermitentă asupra unei benzi impregnate în tuş sau a unei hîrtii carbon (indigo) cu o tijă solidară cu indicatorul dispozitivului de măsurare. Procedeul este răspîndit la înregistrarea pe aceeaşi bandă de hîrtie a mai multor mărimi variabile (înregistrarea prin puncte).

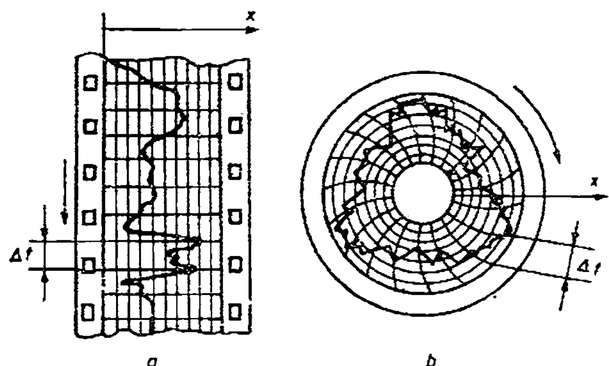
Dacă suportul înregistrării este hîrtie cerată (strat de ceară sau parafină de culoare alb-cenuşie pe hîrtie neagră) dispozitivului de măsurare i se ataşează un vîrf ascuţit (poz. 3) care imprimă traseul prin zgîriere, sau o tijă metalică încălzită (poz. 4) care topeşte depunerea de pe hîrtie în dreptul deplasării indicatorului. În ambele cazuri înregistrarea se obţine sub forma unei urme închise pe fondul alb-cenuşiu al depunerii.

*Procedeul de înscriere prin perforare* utilizează acţiunea scînteii (poz. 5) ce apare între un electrod fix (cu lăţimea egală cu cea a benzii de hîrtie) şi unul mobil, solidar cu indicatorul dispozitivului de măsurare.

Utilizînd ca suport al înregistrării hîrtie cu un strat de acoperire metalică, sub acţiunea tensiunii electrice (cca 20 V) dintre un electrod şi stratul metalic, arcul electric volatilizează stratul de acoperire (poz. 6) imprimînd o urmă subţire de culoare închisă pe fond deschis.

Pe hîrtia suport de înregistrare se trasează reţele de linii drepte sau curbe pentru ca înregistrarea să poată fi interpretată cantitativ. Benzile de hîrtie cu coordonate carteziene (fig. 9.2, *a*) sînt cele mai răspîndite, care au lăţimea de 50, 100, 120 sau 250 mm. Înregistratoarele $X-Y$ utilizează coli de hîrtie dreptunghiulare cu coordonate carteziene.

Fig. 9.2. Sisteme de coordonate pentru înregistrare:
a — coordonate carteziene;
b — coordonate polare curbe.



Uneori se folosesc diagrame în coordonate polare curbe (fig. 9.2, *b*), care efectuează mişcare de rotaţie. Se pot efectua înregistrări numai pe durata unei rotaţii complete (de obicei 24 ore).

Sistemul de avans al *înregistratoarelor* $Y(t)$ trebuie să asigure deplasarea suportului de înregistrare cu viteză constantă, reglabilă în trepte fixe.

Elementul motor poate fi un mecanism de ceasornic, motor electric de c.c., motor sincron monofazat sau motor pas cu pas. Viteza de avans a benzii de hîrtie se poate fixa la 2—3 valori, dar sînt şi înregistratoare care au 10—12 trepte de viteză, cuprinse între 5 şi 36 000 mm/h.

Instrumentul de măsurare trebuie să aibă un cuplu activ de peste 100 ori mai mare decît cuplul de frecare dintre elementele de înscriere a informaţiei şi timpul de răspuns cît mai mic.

Procedeul de înscriere continuă necesită instrumente de măsurare cu cuplu activ relativ ridicat.

Instrumentele de măsurare magnetoelectrice şi ferodinamice utilizate la înregistratoare au volum şi inerţie mai mare decît la aparatele indicatoare. În esenţă un înregistrator cu instrument electric (fig. 9.3, *a*) cuprinde instrumentul de măsurare pe al cărui ac indicator se fixează elementul de înscriere şi sistemul de antrenare a hîrtiei (rola de antrenare *1*, rolele de descărcare *2* şi încărcare *3* a hîrtiei).

Înregistratoarele continue cu dispozitiv de măsurare cu echilibrare automată (fig. 9.3, *b*) sînt punţi şi compensatoare automate (v. cap. 6.7), la care elementului de echilibrare *1* (rezistenţă) i se ataşează indicatorul şi dispozitivul de înscriere *2*.

Înregistratoarele continue se realizează cu unul sau două aparate de măsurare. Aparatele cu instrument de măsurare directe au clasele de precizie 1,5—2,5 iar cele cu echilibrare automată clasa 0,5—1.

Aparatele de înregistrare prin puncte (fig. 9.3, *c*) constau dintr-un dispozitiv de măsurare, un cadru mobil *1* care cade periodic asupra indicatorului în ritmul impus de mecanismul cu camă *2*, acţionat de sistemul de avans al aparatului. Între două apăsări succesive, instrumentul de măsurare este pus în legătură cu cîte un canal de măsurare (max. 12) şi simultan se schimbă şi panglica de scris cu cîte o panglică de altă culoare. Procesul se repetă ciclic, pe diagramă apar 1—12 curbe punctate de diferite culori. Înregistrarea este mai lentă (procese de max. 0,01—1 Hz, depinzînd de numărul de canale) dar mai precisă decît la înregistratoare continue, deoarece lipseşte frecarea între hîrtie şi mijlocul de înscriere.

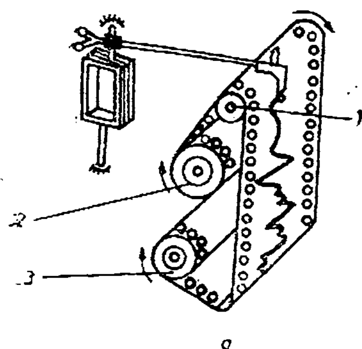



**Fig. 9.3. Ansambluri inregistratoare electromecanice:**
*a* și *b* — înregistrare continuă cu instrument de măsurare directă, respectiv cu dispozitiv de echilibrare automată; *c* — înregistrare prin puncte.

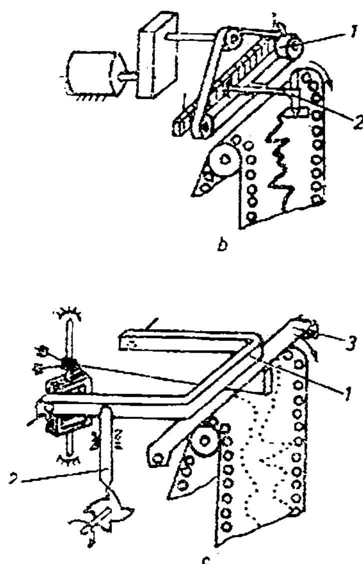
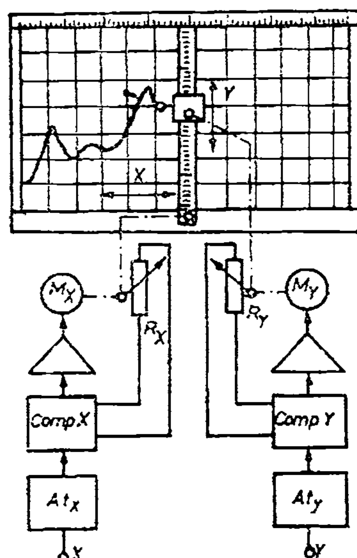



**Fig. 9.4. Înregistrator X – Y.**




O categorie specială a înregistratoarelor o constituie *înregistratoarele* $X-Y$, care permit trasarea dependenței implicite de timp a două mărimi, convertite în prealabil în tensiuni electrice. Înregistratorul $X-Y$ (fig. 9.4) cuprinde două compensatoare automate de c.c. independente, avînd fiecare la intrare cîte un atenuator calibrat $At$. Servomotoarele care realizează echilibrul compensatoarelor prin rezistențele $R_x$ și $R_y$, acționează simultan și asupra elementului de înscriere (peniță, carioca) pe două direcții:

— mișcarea după $Y$ este efectuată de portpeniță pe ghidajul transversal;

— după direcția $X$ se deplasează întregul ghidaj transversal.

Înregistratoarele $X-Y$ dispun și de o bază de timp proprie, care asigurînd deplasarea uniformă a saniei după direcția $X$, permite înregistrarea variației explicite $Y(t)$.

De obicei hîrtia milimetrică pe care se trasează diagrama (cca 420 × × 280 mm) se fixează electrostatic pe masa aparatului. Înregistrările se efectuează cu erori de 0,5–1%, vitezele de scriere se ridică pînă la 75 cm/s iar baza de timp $X$ are valori uzuale între 0,25 și 50 s/cm.

## 9.2. APARATE CU ÎNREGISTRARE MAGNETICĂ

Înregistratoarele magnetice au unele calități față de aparatele înregistratoare electromecanice: informația înregistrată este redată sub formă de tensiune electrică, ce se poate analiza în condiții de laborator; plaja largă a frecvenței fenomenelor înregistrate; la redarea înregistrării timpul real de desfășurare a fenomenelor se poate comprima sau dilata prin derularea benzii la viteze diferite de cea de înregistrare; înregistrările se pot păstra în timp fără degradarea informației.

Suportul material al informației este banda magnetică care constă dintr-o bandă de poliester sau mylar acoperită cu un strat de oxid de fier.

În procesul de înregistrare și redare se fac trei operații: *înscrierea, citirea* și *ștergerea*.

Înscrierea și citirea informației se face cu capul de înscriere respectiv de citire. Dacă prin bobina de magnetizare a capului de înscriere (fig. 9.5, *a*) trece un curent electric $i$, în întrefier intensitatea cîmpului magnetic $H$ are o componentă longitudinală $H_x$ și una transversală $H_y$. Datorită grosimii mici a stratului magnetic, acesta se va magnetiza practic în direcția longitudinală, magnetizarea transversală fiind neglijabilă. Inducția magnetică a micilor momente magnetice permanente din stratul magnetic este determinabilă după curba de remanență $B_r(H)$ (fig. 9.5, *b*), care se obține din starea de magnetizare nulă a stratului magnetic și deplasarea punctului de funcționare în punctele 1, 2, ..., 5 pe caracteristica de primă magnetizare urmată de încetarea cîmpului magnetic inductor (datorită deplasării benzii). Rezultă că unei variații liniare a curentului electric de înregistrat îi corespunde o variație neliniară a stării de magnetizare a stratului magnetic, conform curbei de remanență.

Cînd curentul de înregistrat are o variație sinusoidală de frecvență $f$, lungimea de undă a magnetizației benzii magnetice (fig. 9.5,*c*) este $\lambda = v/f$, $v$ fiind viteza de deplasare a benzii prin fața capului de înscriere.

Capul de citire este similar celui de înscriere, doar că la deplasarea benzii magnetice prin fața acestuia, fluxul magnetic ce se închide de la momentele magnetice ale benzii prin circuitul magnetic al capului de citire induce t.e.m. în bobine. Pentru ca înregistrarea să se poată citi trebuie să existe o corespondență strînsă între lungimea de undă $\lambda$ și lungimea întrefierului $\delta$; rezultă o limitare a frecvenței maxime a semnalelor înregistrabile, ce este o funcție de viteza de deplasare a benzii magnetice (v. tab. 9.3).

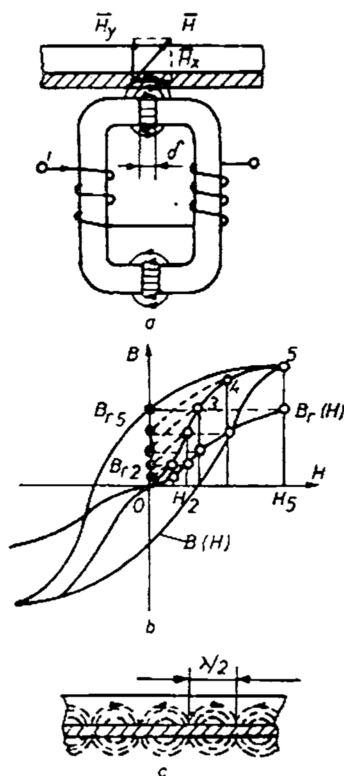



**Fig. 9.5. Principiul înregistrării magnetice:**
*a* — capul de înscriere și banda magnetică; *b* — modul de construire a curbei de remanență $B_r(H)$; *c* — banda magnetizată cu un curent alternativ.

Ștergerea informației reprezintă o operație de demagnetizare totală a stratului magnetic.

La înregistrarea magnetică a informației se utilizează, în principal, două metode: *înregistrarea directă* și *înregistrarea prin modulare*.

**Metoda de înregistrare directă.** Dacă la capul de înscriere este adus curentul cu frecvența informației, caracterul neliniar al curbei de remanență (v. fig, 9.5, *b*) duce la înregistrarea unei informații distorsionate. Distorsiunile se elimină dacă informația utilă se amestecă cu un curent de premagnetizare sinusoidal de amplitudine constantă cu frecvența de cel puțin 3—4 ori mai mare decît cea a informației. Se obține o înregistrare — copie fidelă a informației utile, cu un conținut de armonici ale curentului de premagnetizare. După citire și amplificare, un filtru trece-bandă elimină armonicile superioare.

Calitatea înregistrării directe depinde de constanța vitezei benzii magnetice, de calitatea capetelor de înscriere și citire. Din pistele de înregistrare paralele de pe banda magnetică una este de obicei rezervată pentru înregistrarea bazei de timp sau pentru comentariile verbale ale operatorului.

Dintre metodele de *înregistrare cu modulare*, în domeniul măsurărilor cea mai răspîndită este modularea în frecvență. Curentul capului de înscriere se obține de la un oscilator cu frecvența comandată de tensiunea de intrare și după o amplificare prealabilă. La citire purtătoarea este suprimată prin demodulare și filtrare. La metoda cu modulare în frecvență limita superioară a frecvenței informației este mult sub cea realizabilă la înregistrarea directă.

Prin normative se fixează condițiile de bază privind înregistrarea magnetică a informației de măsurare: lățimea și grosimea benzilor magnetice; poziția și lățimea pistelor pe banda magnetică; intervalele dintre grupurile capetelor de înscriere, citire și ștergere de pe fiecare pistă; vitezele de deplasare ale benzii magnetice; frecvențele purtătoare și ale informației în funcție de viteza benzii; impedanțele de adaptare la intrarea și ieșirea fiecărui canal de informație; abaterile admisibile ale vitezei benzii magnetice ș.a. În tabelul 9.3 sînt prezentate principalele caracteristici ale înregistratoarelor magnetice.

*Tabelul 9.3*

**Principalele caracteristici ale înregistratoarelor magnetice**

| Viteza benzii [cm/s] | Înregistrare directă | Înregistrare cu modulare de frecvență | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | Limitele de frecvență (±3 dB) [Hz] | Frecvența purtătoare | | Frecvența informației [kHz] | Frecvența oscilator standard [kHz] |
| | | limita superioară [kHz] | limita inferioară [kHz] | | |
| 4,75 | 50...3 000 | 2,363 | 1,012 | 0,312 | 1,5 |
| 9,5 | 50...6 000 | 4,725 | 2,025 | 0,625 | 2,3 |
| 19 | 50...12 000 | 9,450 | 4,050 | 1,250 | 5,4 |
| 38 | 100...25 000 | 18,9 | 8,1 | 2,5 | 10 |
| 76 | 100...50 000 | 37,8 | 16,2 | 5 | 25 |
| 152 | 100...100 000 | 75 | 32,4 | 10 | 50 |

Aparatele de înregistrare magnetică se realizează în variantele constructive staționară și mobilă. Toate aparatele dispun de posibilități de manevrare ca și magnetofoanele obișnuite: înscriere, citire, ștergere, avans rapid, revenire rapidă, oprire la punct fix, măsurarea deplasării benzii magnetice. În plus, aparatele folosite la măsurări pot aduce automat în dreptul capului

de citire exact porţiunea de înregistrare dorită printr-un sistem de codificare numerică a lungimii benzii. În scopul analizei detaliate a zonei dorite de înregistrare cu ajutorul osciloscopului, a analizorului spectral, cu sisteme de calcul automat, orice formă de informaţie cu desfăşurarea repetată sau unică se poate reda prin două metode:

— oprirea benzii şi imprimarea unei mişcări de rotaţie capului de citire;

— introducerea benzii într-o casetă specială şi rularea la infinit prin faţa capului de citire fix a buclei de bandă magnetică care conţine informaţia dorită.

## 9.3. OSCILOGRAFUL ELECTROMECANIC

Oscilograful electromecanic (cu bucle) este un aparat care permite vizualizarea şi înregistrarea cu mijloace opto-fotografice a fenomenelor cu variaţie rapidă în timp, convertite în prealabil în tensiune, curent sau putere electrică. Părţile esenţiale ale unui oscilograf electromecanic sînt: instrumentele de măsurare, ansamblul optic, cu lanţ cinematic pentru antrenarea pieselor în mişcare şi a suportului înregistrării, sistemul bazei de timp.

Instrumentul de măsurare conţine o buclă oscilantă sau bobină oscilantă plasată în cîmp magnetic individual (magnet permanent sau electromagnet) sau în cîmpul magnetic comun al unui bloc magnetic.

O buclă oscilantă cu cîmp individual (fig. 9.6, *a*) constă dintr-o bandă (bronz fosforos) *1* trecută peste două prisme *4* şi întinsă de arcul *5*. Bucla se află în cîmpul magnetic al polilor *2*. Oglinda *3* reflectă lumina incidentă printr-o fereastră a carcasei protectoare. Carcasa instrumentului este ermetică şi umplută cu lichid (glicerină sau ulei siliconic) pentru amortizarea mişcării. Inerţia sa este mică, permiţînd urmărirea variaţiei temporale a mărimilor pînă la frecvenţa de max. 20 kHz.

Instrumentul de măsurare, cu cîmp magnetic comun (fig. 9.6, *b*), conţine o bobină (buclă) oscilantă *2*, suspendată pe firele tensionate *1* întinse de arcul inelar *3*. Pe una din benzi se fixează oglinda *4*, accesibilă optic din exterior prin fereastra *5*. Ansamblul se plasează într-un bloc magnetic (se pot dispune pînă la 12—48 de bucle), care asigură inducţia de max. 0,8—1 T. Piesa polară feromagnetică *6* dirijează cîmpul magnetic necesar instrumentului magnetoelectric, iar prin inelele *7* şi *8* se asigură contactul electric dintre bobina (bucla) oscilantă şi circuitul exterior. Instrumentul cu bobină oscilantă are inerţie mai mare decît bucla (frecvenţa max. 2—5 kHz) dar are sensibilitate mai ridicată.

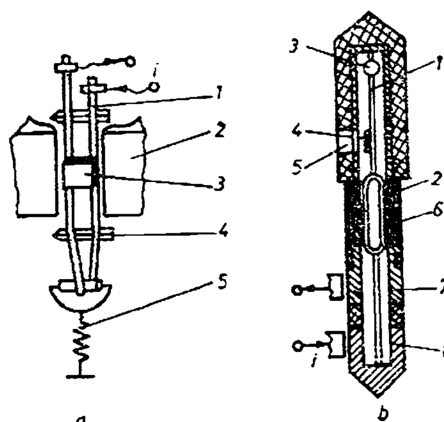



**Fig. 9.6. Instrumente de măsurare pentru oscilografe:**
*a* — buclă oscilantă cu cîmp magnetic individual; *b* — bobina oscilantă.

Considerînd cazul unei bucle sau bobine oscilante magnetoelectrice parcurse de un curent electric nesinusoidal (cazul general), cu descompunerea în serie Fourier:

$$i = \sum_{k=1}^{n} \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \theta_k), \qquad (9.1)$$

cuplul activ instantaneu este $m_a = \Phi_0 i$ (v. § 5.2.1.2). Rezolvînd ecuația de mișcare a dispozitivului mobil rezultă deviația unghiulară :

$$\alpha = \sum_{k=1}^{n} \alpha_{mk} \sin(k\omega t + \theta_k - \varphi_k), \qquad (9.2)$$

cu

$$\alpha_{mk} = \frac{\Phi_0}{D} \frac{\sqrt{2} I_k}{\sqrt{(1-k^2\lambda^2)^2 + (2k\lambda\beta)^2}}, \qquad (9.3)$$

$$\varphi_k = \operatorname{arctg} \frac{2k\lambda \cdot \beta}{1 - k^2\lambda^2}; \qquad (9.4)$$

(v. tab. 5.3).

Pentru ca deviația $\alpha$ să fie imaginea fidelă a variației curentului $i$, trebuie îndeplinite două condiții :

— pentru oricare armonică amplitudinea $\alpha_{mk}$ să fie proporțională cu amplitudinea armonicii respective a curentului : $\alpha_{mk}/(\sqrt{2}I_k)$ = const. (după rel. (9.3)) ;

— defazajul dintre două armonici oarecare ale deviației să coincidă cu defazajul dintre armonicile similare ale curentului :

$$\theta_j - \theta_k = \theta_j - \varphi_j - (\theta_k - \varphi_k), \qquad (9.5)$$

ceea ce este echivalent cu $\varphi_j = \varphi_k$.

Ambele condiții pot fi satisfăcute cînd constructiv se asigură amortizarea $\beta = 0{,}6-0{,}8$ și utilizatorul oscilografului respectă condiția $f_0 \gg (30-40)f$, $f_0$ fiind indicată în datele tehnice ale buclei oscilante, iar $f$ este frecvența armonicii fundamentale a curentului $i$. Cu aceste condiții rezultă din (9.3) : $\alpha_{mk}/\sqrt{2}I_k = \Phi_0/D$ și din (9.4) : $\varphi_k \approx 0$, pentru orice $k$.

Dispozitivul optic al oscilografului trebuie să asigure transmiterea deviației buclei oscilante la dispozitivele de vizualizare și de înregistrare optică a informației. Un dispozitiv optic tipic (fig. 9.7) cuprinde sursa luminoasă *1* (lampă cu vapori de mercur sau lampă cu filament), lumina fiind concentrată de lentilele *2* și dirijată de oglinda plană *3* spre bucla oscilantă *4*. Fasciculul de lumină deviat de buclă cu unghiul $\alpha$ se dirijează în două direcții :

— lentila cilindrică 7 concentrează fasciculul pe suprafața hîrtiei fotosensibile *8* (hîrtie fotografică obișnuită cu developare chimică sau hîrtie sensibilă la ultraviolet cu developare la lumină vizibilă), plasată într-o cameră obscură. Hîrtia este derulată cu viteză reglabilă în limite largi (0,5 — 10 000 mm/s) ;

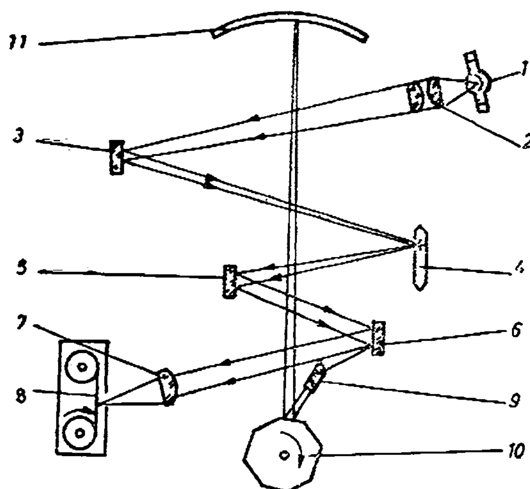



**Fig. 9.7. Dispozitivul optic al oscilografului electromecanic.**

— prisma *9* proiectează fasciculul pe ecranul de sticlă mată *11* după reflectarea sa pe oglinda poliedrică *10*. Prin mişcarea de rotaţie a oglinzii poliedrice, pe ecran se desfăşoară variaţia în timp a deviaţiei buclei oscilante. Ecranul se foloseşte pentru reglarea poziţiei fasciculelor canalelor de măsurare şi reglarea atenuării fiecărui canal în vederea încadrării imaginii în cîmpul vizual, care este echivalent cu lăţimea hîrtiei de înregistrare.

Dispozitivul bazei de timp are rolul de a marca pe hîrtia de înregistrare scara timpului ceea ce permite interpretarea cantitativă a înregistrărilor. Baza de timp se poate realiza cu :

— un oscilator cu frecvenţă stabilă, alimentînd o buclă oscilantă, care trasează segmente de dreaptă pe oscilogramă ;

— o oglindă fixă, iluminată pentru scurt timp la intervale regulate, reflectă lumina şi trasează pe hîrtie linii transversale echidistante.

Operatorul trebuie să reţină valoarea bazei de timp cu care s-a lucrat şi să înscrie aceasta pe diagramă, după developare.

## 9.4. OSCILOSCOPUL CATODIC

Osciloscopul catodic este un aparat electronic care permite evaluarea calitativă şi cantitativă pe cale vizuală a variaţiei în timp a unor tensiuni electrice sau dependenţa implicită a două tensiuni. Deşi precizia osciloscoapelor nu este prea mare (erori de 3—8%), afişarea variaţiei temporale a mărimii pe ecranul tubului catodic oferă adesea o cantitate de informaţie de măsurare mult mai mare decît cele mai precise mijloace de măsurare, care dau informaţii globale (valoare efectivă, medie, de vîrf).

Calităţile osciloscoapelor catodice sînt următoarele:

— se pot vizualiza fenomene periodice sau neperiodice cu frecvenţa de variaţie în limite foarte largi ;

— se pot urmări pe acelaşi ecran, simultan, două sau mai multe mărimi ;

— au sensibilitate ridicată ;

— atenuatoarele, amplificatoarele şi baza de timp calibrate permit măsurarea tensiunii şi duratei oricăror detalii ale curbelor ;

— zona esenţială a curbei afişate se poate mări după dorinţă ;

— prin fotografiere, imaginea afişată se poate stoca pe timp nelimitat.

### 9.4.1. OSCILOSCOAPE CATODICE ÎN TIMP REAL

Elementul de bază al osciloscoapelor este tubul catodic, care se realizează în mai multe variante : construcţie normală cu un spot sau cu două spoturi ; tub cu sau fără postaccelerare ; tub fără sau cu memorie.

Cele mai răspîndite la ora actuală sînt tuburile catodice cu un tun electronic, cu un spot şi cu postaccelerare. Un astfel de tub catodic (fig. 9.8) este compus dintr-un tun electronic, format din catodul *3* cu încălzire indirectă (filamentul *2*), grila de comandă *4* şi un anod de preaccelerare *5*, electrozi de focalizare, sisteme de deflexie şi ecranul tubului, întregul ansamblu fiind închis într-un tub de sticlă vidat în interior, terminalele de contact ale electrozilor fiind dispuse pe soclul *1*. Electronii emişi de catod sînt acceleraţi de cîmpul electric al ansamblului catod-anozi, intensitatea fasciculului de electroni fiind reglată prin potenţialul grilei. Fasciculul de electroni se focalizează în sistemul opto-electronic grilă-anod de preaccelerare — anod de focalizare *6*, încît pe ecran să se obţină o urmă luminoasă cît mai subţire şi clară. Tuburile catodice pentru osciloscoape sînt echipate în general cu

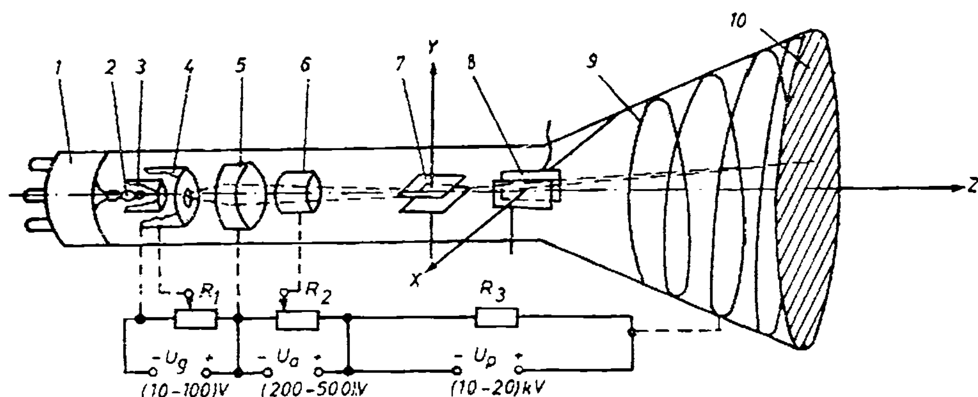



Fig. 9.8. Tub catodic cu un tun electronic şi un spot de electroni.

deflexie electrostatică, realizată cu două perechi de plăci plane pe două direcţii perpendiculare (X — orizontală 8, Y — verticală 7). Dispozitivul de deflexie deviază spotul din centrul ecranului într-un punct cu coordonatele (X, Y), determinate de tensiunile aplicate pe cele două perechi de plăci de deflexie.

Electronii sînt acceleraţi în final de cîmpul electric al electrodului de postaccelerare 9. Ecranul 10 este suprafaţa de afişare vizuală, pe a cărei suprafaţă interioară se depune un strat de material luminofor.

O caracteristică importantă a tubului catodic este sensibilitatea de tensiune $S = dY/dU_d$, care are expresia :

$$S = \frac{lL}{2dU_a}. \tag{9.6}$$

unde $l$ este lungimea plăcilor de deflexie în direcţia $Z$ ; $L$ — distanţa dintre ecran şi plăcile de deflexie ; $d$ — distanţa dintre plăcile de deflexie ; $U_a$ — tensiunea de accelerare din tunul electronic (v. anexa IV).

Întrucît $l$ şi $d$ sînt limitate din punct de vedere constructiv şi electric, iar aparatele moderne tind spre gabarite mici ($L$ mic) sensibilitatea se măreşte prin aplicarea unei tensiuni anodice $U_a$ mici şi postaccelerarea electronilor după deflexie, la energia necesară excitării materialului luminofor. Valorile uzuale ale sensibilităţii, după direcţia verticală sînt de 0,2—0,6 mm/V, după direcţia orizontală sînt mai mici cu 10—15%.

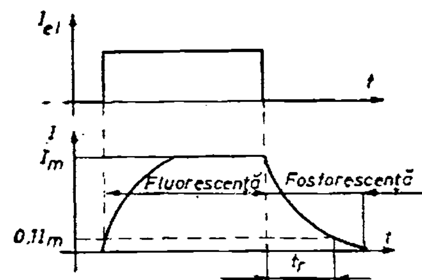



Fig. 9.9. Variaţia intensităţii luminoase a unei substanţe luminofore la excitaţie electronică salt în treaptă.

Substanţa luminoforă excitată cu un curent electronic $I_{el}$ în formă de salt treaptă (fig. 9.9) răspunde cu o intensitate luminoasă $I$ ce creşte la valoarea sa maximă şi se menţine pînă la încetarea excitaţiei (intervalul de fluorescenţă), după care scade exponenţial (intervalul de fosforescenţă). Intervalul de timp dintre momentul încetării curentului electronic şi momentul scăderii intensităţii luminoase la 10% din valoarea ini-

ţială, se numeşte *persistenţă*. Persistenţa şi culoarea luminii emise depind de compoziţia luminoforului.

Randamentul luminoforului reprezintă energia de radiaţie în procente din energia electronilor incidenţi, restul energiei incidente fiind transformată în căldură.

În tabelul 9.4 se prezintă cîteva din cele mai răspîndite tipuri de materiale luminofore. Compoziţia chimică a materialului determină culoarea radiaţiei vizibile. Cîteva din materialele mai folosite sînt ortosilicatul de zinc (vilemit-$Zn_2SiO_4Mn$) cu radiaţie verde, sulfura de zinc activată cu argint (ZnS.Ag-albastră), sulfura de zinc-cadmiu cu argint (Zn, Cd S.Ag-galbenă), amestec de sulfuri de zinc şi cadmiu (ZnS.Ag + Zn, Cd S.Ag-albă)ş.a.

*Tabelul 9.4*

**Caracteristicile materialelor luminofore**

| Tipul materialului | Culoarea radiaţiei | | Randamentul % | Persistenţă |
|---|---|---|---|---|
| | Fluorescenţă | Fosforescenţă | | |
| P1 | galben-verde | galben-verde | 6 | 24 ms |
| P2 | galben-verde | galben-verde | 7 | 75 μs |
| P7 | alb-albastră | galben-verde | 5 | 300 ms |
| P11 | albastră | albastră | 21 | 80 μs |
| P31 | verde | verde | 22 | 40 μs |

Dispozitivul de afişare al osciloscopului fiind tubul catodic, blocurile componente ale aparatului acţionează în final asupra dispozitivelor de deflexie *X* şi *Y* şi asupra grilei de comandă, cu efect asupra axei *Z*. Pentru a putea prezenta în continuare funcţionarea osciloscopului, în figura 9.10 se dă schema funcţională a unui osciloscop cu un canal, precum şi cîteva din inscripţiile întîlnite curent pe panoul frontal.

Semnalul electric se aplică preamplificatorului *PAV* prin intermediul atenuatorului calibrat *A*. Un comutator de intrare pe canalul *Y* permite

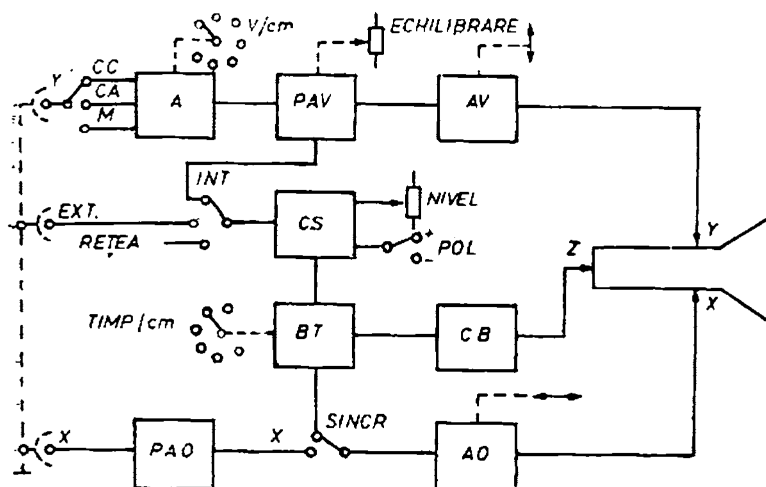



**Fig. 9.10.** Schema funcţională a unui osciloscop catodic cu un canal.

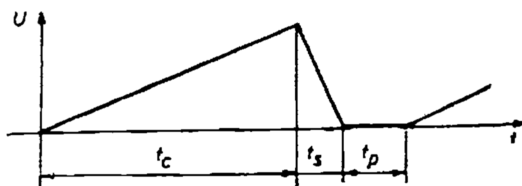



Fig. 9.11. Tensiunea de baleiaj.

cuplarea intrării preamplificatorului la masă sau la intrarea Y prin cuplaj de c.c. sau de c.a. realizînd de regulă rezistența de intrare de 1—10 MΩ și capacitatea de intrare de 30—50 pF.

Preamplificatorul *PAV* și amplificatorul canalului vertical *AV* realizează un ansamblu de amplificare de c.c. cu bandă largă de frecvență, a cărei amplificare se poate regla continuu. Imaginea se poate deplasa vertical, după dorință, prin prepolarizarea cu o componentă continuă a tensiunii de deflexie verticală.

Este important de remarcat capacitatea de decupaj (lupă de timp) a osciloscoapelor prin care pe ecran se poate decupa orice porțiune a curbei urmărite, la dimensiuni verticale mărite. Acest lucru este posibil prin supracomanda amplificatorului.

Pentru vizualizarea unor dependențe implicite $Y(X)$, amplificatorul deflexiei orizontale *AO* primește semnalul de la preamplificatorul PAO, la care se aplică tensiunea de comparație X.

În general osciloscoapele vizualizează variația în timp a tensiunii de intrare ; în acest scop pe plăcile de deflexie orizontale se aplică o tensiune de baleiaj în dinți de ferăstrău. Tensiunea de baleiaj are trei zone distincte (fig. 9.11) :

a) $t_c$ — timpul de creștere, interval în care tensiunea crește liniar, avînd ca efect deplasarea cu viteză constantă a spotului luminos de la stînga spre dreapta ecranului ;

b) $t_s$ — timpul de scădere, de revenire bruscă a tensiunii la zero, care produce revenirea spotului în poziția inițială ;

c) $t_p$ — timpul de pauză necesar restabilirii stării inițiale a tuturor circuitelor dispozitivului de baleiaj.

Tensiunea de baleiaj este generată de baza de timp *BT* (fig. 9.10) care cuprinde un generator de tensiune liniar variabilă, a cărei frecvență se poate modifica în trepte fixe și fin. Generatorul de baleiaj comandă circuitul de blocare *CB*, care pe durata timpului de scădere și de pauză negativează grila tubului catodic și întrerupe fluxul de electroni.

Momentul declanșării tensiunii dinte de ferăstrău este fixat de un circuit de formare a impulsurilor de declanșare, numit circuit de sincronizare *CS* (fig. 9.10). Schema sa funcțională este prezentată în figura 9.12.

După comutatorul modului de sincronizare și un amplificator de separare urmează selectorul modului de cuplaj, care permite desprinderea unei anumite zone din spectrul de frecvență al semnalului, pentru ca numai aceasta să genereze semnalul de declanșare. Cuplajul se poate face în curent continuu, curent alternativ, prin filtru trece-jos și prin filtru trece-sus.

Momentul generării impulsului de declanșare se poate fixa cu ajutorul potențiometrului de nivel, aplicînd la intrarea comparatorului o tensiune continuă de valoare reglabilă.

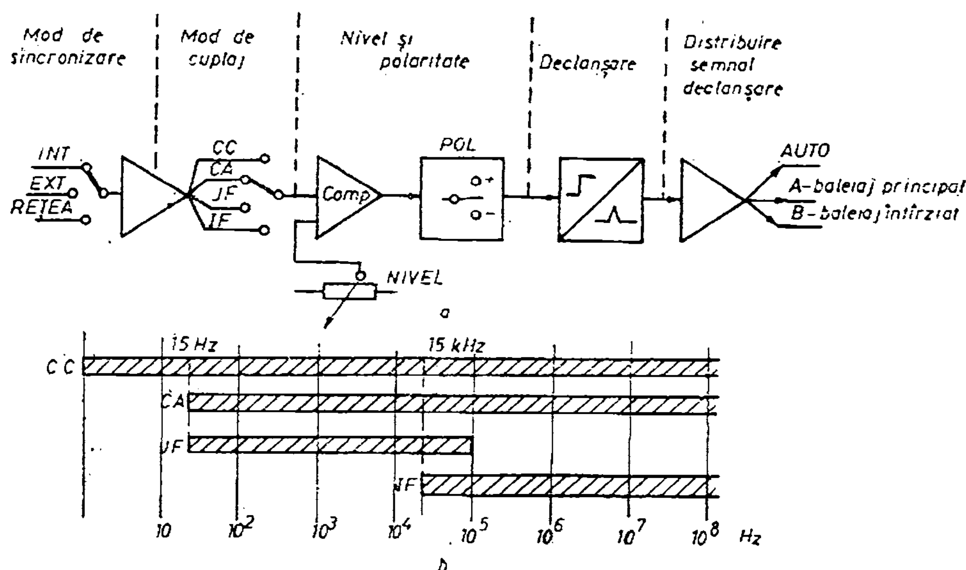
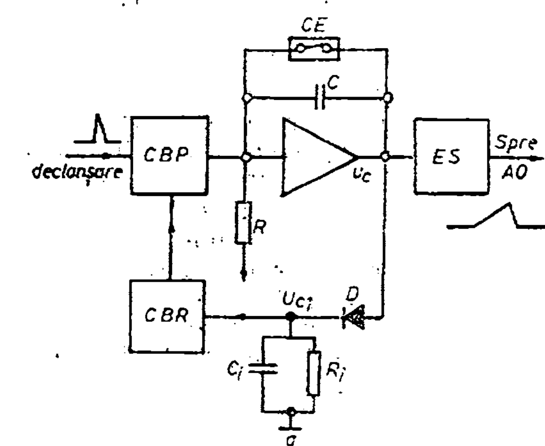



**Fig. 9.12. Circuitul de sincronizare a osciloscopului :**
*a* — schema funcţională ; *b* — frecvenţele de trecere pentru modurile de cuplaj la un osciloscop de 150 MHz.



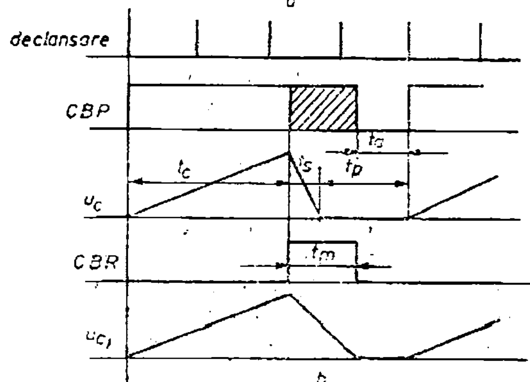
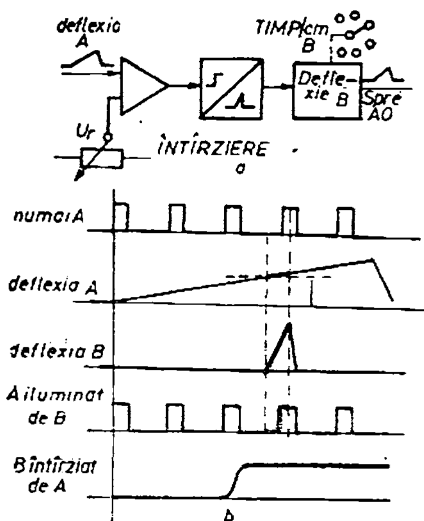




**Fig. 9.13. Generator de baleiaj :**
*a* — schema funcţională ; *b* — diagrama stărilor şi a tensiunilor.

**Fig. 9.14. Baza de timp întîrziată :**
*a* — schema funcţională ; *b* — tensiunile de deflexie *A* şi *B* şi imaginile de pe ecran în principalele moduri de lucru.



Semnalul de declanşare activează generatorul de baleiaj. Schema funcţională a unui generator de baleiaj (fig. 9.13, *a*) conţine un circuit basculant de pornire *CBP*, un circuit basculant de repunere *CBR*, un integrator, un circuit de întîrziere ($R_i$, $C_i$) şi un etaj de separare *ES*. În figura 9.13, *b* se poate urmări funcţionarea schemei.

În starea de repaus condensatoarele *C* şi $C_i$ sînt descărcate. La primirea impulsului de declanşare, circuitul *CBP* după basculare începe să încarce condensatorul *C*, iar etajul de separare transmite tensiunea liniar-variabilă spre amplificatorul deflexiei orizontale. Totodată prin dioda *D*, condensatorul $C_i$ se încarcă la aceeaşi tensiune cu *C*. La atingerea tensiunii maxime, circuitul *CBR* basculează şi inhibă intrarea lui *CBP*, iar prin închiderea comutatorului electronic *CE* condensatorul *C* se descarcă brusc (timpul $t_s$). Dioda *D* se blochează şi $C_i$ se descarcă în timpul $t_m > t_s$, $t_m$ fiind suficient pentru revenirea tuturor circuitelor şi componentelor generatorului de baleiaj la starea iniţială.

Cînd tensiunea $u_{ci}$ se anulează, circuitul de repunere *CBR* revine în starea de repaus şi anulează inhibarea circuitului basculant de pornire. Din acest moment generatorul de baleiaj este în aşteptare ($t_a$) şi la primul impuls de declanşare procesul de generare a tensiunii de baleiaj se repetă.

În lipsa impulsului de declanşare tensiunea de baleiaj nu se generează, deci spotul luminos dispare de pe ecran. Pentru evitarea acestui neajuns, osciloscoapele dispun de un circuit de declanşare automată (mod de lucru AUTO), care în lipsa impulsului de declanşare de la semnal, pune în funcţiune un oscilator autonom, care asigură în continuare declanşarea generatorului. Cînd declanşarea cu *CS* reapare, oscilatorul autonom se decuplează automat.

Scoaterea în evidenţă a unor detalii de curbă, mărirea lor convenabilă sau măsurarea cu precizie mărită a intervalelor de timp este posibilă prin introducerea celui de-al doilea dispozitiv de baleiaj, baza de timp întîrziată. De obicei baza de timp principală se notează cu *A*, cea întîrziată cu *B*. Funcţionarea bazei de timp întîrziate se poate urmări în figura 9.14.

La comparatorul de la intrare se aplică tensiunea baleiajului principal *A* şi o tensiune de referinţă $U_r$ continuă şi reglabilă. În momentul egalităţii celor două tensiuni, comparatorul declanşează baza de timp întîrziată *B*, durata desfăşurării sale fiind reglabilă în trepte. Momentul declanşării tensiunii de baleiaj *B* se poate fixa în orice punct al duratei de desfăşurare a baleiajului *A*.

Osciloscoapele care dispun de bază de timp întîrziată se pot utiliza în cel puţin trei moduri de lucru :

a) „numai *A*" — funcţionează numai baleiajul principal ;

b) „*A* iluminat de *B*" — baza de timp *A* desfăşoară întregul semnal, dar pe durata desfăşurării deflexiei *B* spotul este intensificat (mod de lucru utilizat la măsurarea intervalelor de timp) ;

c) „*B* întîrziat de *A*" — porţiunea de semnal cuprins de baleiajul *B* este adus pe întregul ecran.

Osciloscopul cuprinde şi circuite care acţionează asupra axei *Z* a tubului catodic. Principalele comenzi cu acţiune asupra grilei de comandă sînt : intensificare de către *A* sau *B* ; blocare în timpul de scădere şi de pauză a baleiajului ; blocare în timpul încălzirii filamentului tubului catodic la pornirea aparatului ; modularea intensităţii spotului cu o tensiune exterioară (modulare *Z*).

### 9.4.2. OSCILOSCOAPE CU MAI MULTE CANALE

Vizualizarea simultană a două sau mai multor mărimi este posibilă cu ajutorul osciloscoapelor cu mai multe canale. Acestea au de regulă două canale de semnal, dar se realizează şi osciloscoape cu 4 sau 8 canale. După modul de realizare a celor două canale se disting osciloscoapele cu un spot şi comutator electronic şi cele cu două spoturi.

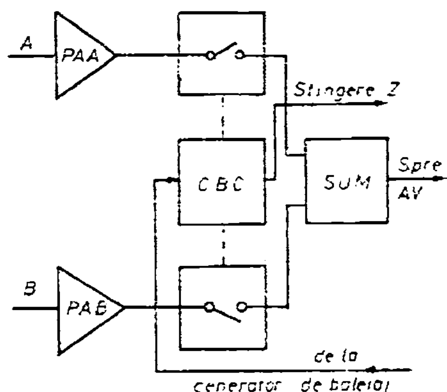



Fig. 9.15. Schema funcţională a canalului vertical cu comutator electronic

**Osciloscoapele cu comutator electronic** au un tub catodic cu un spot. Sistemul deflexiei orizontale generează tensiunea de baleiaj comună ambelor canale de acţiune, iar un comutator electronic, înglobat în blocul de amplificare al canalului vertical, deviază spotul de electroni la intervale regulate după cele două canale de intrare.

Circuitul basculant de comandă *CBC* (fig. 9.15) închide succesiv comutatoarele electronice prin care semnalele preamplificate se aplică circuitului sumator *SUM* şi apoi la amplificatorul final *AV*. Există două moduri de lucru :

a) *Comutat* — la care ritmul comutărilor succesive la cele două intrări este impus de un oscilator intern autonom. În decursul unei desfăşurări pe orizontală a spotului, comutatorul electronic comută de mai multe ori amplificatorul final *AV* la cele două canale. Modul de lucru comutat se utilizează la vizualizarea semnalelor de joasă frecvenţă. Frecvenţa oscilatorului autonom al comutatorului este de cca 100 kHz la osciloscoapele de 30—50 MHz şi de 1 MHz la osciloscoape de 100—150 MHz. În timpul trecerii spotului de la un canal la altul, pe ecran ar apare urmele acestor salturi, care se elimină prin comanda circuitului de stingere *Z*.

b) *Alternat* — este modul de lucru în care amplificatorul deflexiei verticale este cuplat succesiv la cele două semnale pe durata a cîte unei desfăşurări complete a baleiajului. La frecvenţe mari ale semnalului ritmul de revenire a spotului la fiecare canal este atît de mare încît timpul dintre două desfăşurări succesive se află sub remanenţa luminoforului, imaginea percepută fiind clară, fără pîlpîire.

În ambele moduri de lucru semnalul de sincronizare se ia după dorinţă de pe unul din canalele de semnal.

Osciloscoapele cu două canale şi un spot se mai prevăd cu modurile de lucru $A + B$, $A - B$, uneori $A \times B$.

**Osciloscoapele cu două spoturi** au tuburi catodice speciale. În funcţie de modul de producere a celor două spoturi, există trei variante de tuburi catodice :

*a)* Tubul catodic cu *fascicul divizat* (fig. 9.16, *a*) conţine un tun electronic. Fasciculul este divizat la al doilea anod de accelerare. Deflexia orizontală este comună ambelor canale iar deflexia verticală este separată.

*b)* Tubul catodic cu *două spoturi* (fig. 9.16, *b*) are două tunuri electronice, sistem de deflexie orizontal comun şi plăci de deflexie verticală inde-

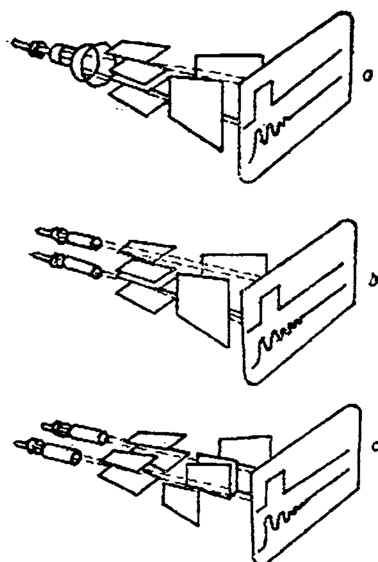


Fig. 9.16. Tuburi catodice cu două spoturi.

pendente. Această soluţie permite reglarea separată a iluminării celor două imagini şi modulaţia Z.

*c)* Tubul catodic cu *două tunuri* (fig. 9.16, *c*) are două surse de electroni independente, cu toţi electrozii aferenţi (plăci de deflexie verticală şi orizontală independente). Cu acest dispozitiv se pot compara două semnale utilizînd baze de timp diferite.

Osciloscoapele cu două spoturi sînt mai puţin răspîndite. Ele se folosesc în cazuri speciale, în care problemele de măsurare nu se pot rezolva cu osciloscoapele cu comutator: în domeniul frecvenţelor foarte înalte, la studiul simultan al semnalelor asincrone ş.a.

### 9.4.3. OSCILOSCOAPE CU MEMORIE

Osciloscoapele cu memorie permit reţinerea informaţiei de măsurare cu variaţie periodică sau aperiodică avînd frecvenţa de variaţie în limite largi. Memorarea asigură studierea variaţiilor temporale după desfăşurarea fenomenelor, compararea mai multor semnale, care apar în momente diferite, afişarea unor semnale cu frecvenţă de repetiţie redusă ş.a.

Osciloscoapele cu memorie se realizează în două variante fundamental diferite: cu memorie analogică şi cu memorie digitală.

#### 9.4.3.1. OSCILOSCOAPELE CU MEMORIE ANALOGICĂ

Se compun dintr-un tub catodic special (cu memorie) şi din circuite electronice aferente care asigură stocarea semnalului.

Tubul catodic cu memorie are la bază fenomenul de *emisie electronică secundară* a unor dielectrici. Fenomenul se poate explica pe baza unui circuit de principiu (fig. 9.17, *a*) care cuprinde catodul $K$, electrozii de accelerare şi focalizare $AF$, electrodul de stocare $S$ (dielectric cu proprietăţi bune de emisie secundară) şi electrodul colector $C$.

Electronii incidenţi, formînd curentul primar $I_p$ bombardează electrodul de stocare, energia lor depinzînd numai de diferenţa de potenţial $V_s - V_k$. Electronii primari provoacă emisia secundară de electroni care formează curentul $I_s$. Raportul $\eta = I_s/I_p$ se numeşte coeficient de emisie secundară. Emisia secundară se va analiza în trei cazuri:

*a)* Cazul $V_c - V_s = \text{const.} \approx 10$ V — electrodul colector fiind pozitiv faţă de electrodul de stocare colectează toţi electronii secundari. La tensiuni $V_s - V_k$ mici coeficientul emisiei secundare este subunitar. Peste cca 50 V ($M$ — primul punct de trecere), se trece în zona $\eta > 1$ (fig. 9.17, *b*). La valori $V_s - V_k$

foarte mari, electronii primari pătrund în adîncime în dielectric şi electronii secundari eliberaţi nu mai pot ieşi din structura dielectricului ($\eta < 1$, $N$ — al doilea punct de trecere).

*b)* Cazul $V_c$ = const. ($V_c \approx 200$ V) — electrodul colector are potenţial constant. În zona $(V_s - V_k) < 0$, la cca —5 V electronii primari sînt respinşi de electrodul de stocare, colectorul atrage toţi aceşti electroni, deci $I_s = I_p$ şi $\eta = 1$ (punctul $A$ în fig. 9.17, *c*). În zona $(V_s - V_k) > 0$, după punctul $B$, emisia secundară este puternică ($\eta > 1$), iar la depăşirea potenţialului $V_c$ colectorul devine mai negativ decît electrodul de stocare, cîmpul electric frînează electronii secundari pentru ca după trecere prin punctul $C$ emisia secundară să înceteze complet.

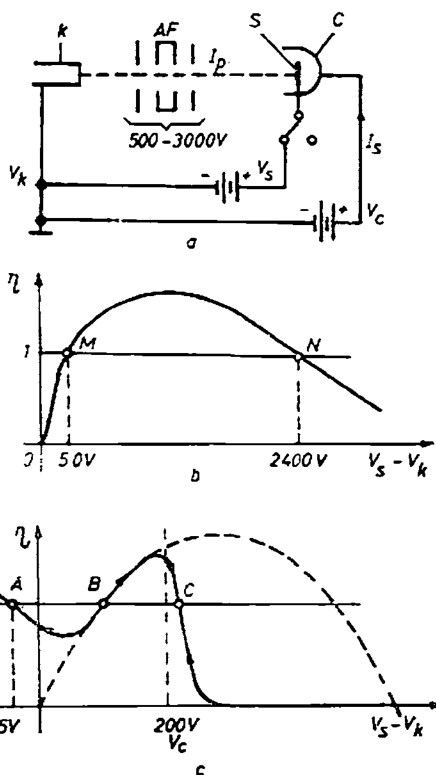



**Fig. 9.17. Emisia secundară de electroni :**
*a* — schema de principiu ; *b* — $\eta(V_s - V_k)$ în cazul $V_c - V_s$ = const. ; *c* — $\eta(V_s - V_k)$ în cazul $V_c$ = const. şi cazul electrodului de stocare cu potenţial flotant.

*c)* Cazul $V_c$ = const ($V_c \approx 200$ V) şi electrodul de stocare cu potenţial flotant, cînd alimentarea electrodului de stocare se întrerupe în diferite zone ale caracteristicii $\eta(V_s - V_k)$ (fig. 9.17, *c*). Punctul de funcţionare se va stabili în unul din punctele $A$ sau $C$. Dacă alimentarea lui $S$ se întrerupe în intervalul $A$—$B$, coeficientul emisiei secundare fiind subunitar, electronii primari incidenţi negativează electrodul de stocare pînă cînd se ajunge în punctul $A$ — punct stabil inferior. Dacă întreruperea legăturii cu sursa intervine în zona $B$—$C$, datorită $\eta > 1$ potenţialul $V_s$ devine mai pozitiv, pînă la atingerea punctului $C$ — punct stabil superior. Din dreapta punctului $C$ ($\eta < 1$) potenţialul $V_s$ scade şi punctul de funcţionare revine tot în $C$.

În concluzie electrodul de stocare cu potenţial flotant are numai două stări stabile şi numai valoarea diferenţei de potenţial $V_s - V_k$ în momentul întreruperii alimentării decide punctul în care se va stabili. Această comportare bistabilă stă la baza funcţionării tuburilor catodice cu memorie.

Principiul funcţionării în etapele de lucru (înscrierea, memorarea, citirea, ştergerea informaţiei) ale unei celule de tub catodic cu memorie se poate

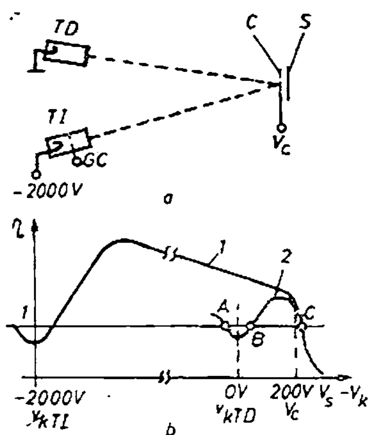



Fig. 9.18. Principiul stocării cu două tunuri electronice:
a — dispunerea teoretică a elementelor; b — caracteristicile de emisie secundară.

explica pe baza schemei din figura 9.18, *a*. Electrodul de stocare are potențial flotant și se află sub acțiunea unui tun de înscriere *TI* și a unui tun cu fascicul difuz *TD*.

Înscrierea informației este posibilă în starea de bază, în care electrodul de stocare cu dielectric *S* se află în punctul stabil inferior iar electrodul colector *C* este la potențial pozitiv ($V_c \approx 200$ V). În scopul înscrierii se declanșează tunul de înscriere, prin aplicarea unui potențial pozitiv pe grila de comandă *GC*, care emite electroni primari cu energie mare și provoacă emisie electronică secundară (curba *1* în fig. 9.18, *b*), prin care electrodul de stocare se încarcă pozitiv. După întreruperea fasciculului concentrat al tunului de înscriere, potențialul electrodului de stocare ajunge în punctul stabil *C* (stare excitată, stare de memorare).

Tunul cu fascicul difuz *TD* emite electroni lenți, care permit menținerea potențialului $V_s$ în punctul *C* (curba *2*, fig. 9.17, *b*).

Ecranul tubului catodic real este acoperit cu un număr mare de celule elementare, în care se depune substanța luminoforă și substanța dielectrică cu emisie secundară bună (fig. 9.19). În faza de înscriere, fasciculul de electroni ai tunului de înscriere aduce toate celulele elementare atinse ale ecranului în punctul de funcționare superior. Cu alte cuvinte pe fondul unui cîmp de celule de stocare negative apare semnalul înscris ca mulțime a celulelor încărcate pozitiv.

Citirea informației este asigurată de tunurile cu fascicul difuz (de regulă două *TD*), care inundă ecranul cu electroni lenți, care pătrund la luminofor doar în dreptul sarcinilor pozitive ale stratului de stocare, provocînd apariția imaginii memorate pe ecran.

Ștergerea informației stocate constă în readucerea celulelor de memorare în punctul stabil inferior *A* al caracteristicii de emisie secundară.

Principalele tipuri de osciloscoape cu memorie analogică sînt cu tub catodic bistabil și cu persistență variabilă.

**Tubul catodic bistabil** are ecranul realizat pe principiul figurii 9.19, electrodul colector fiind un strat de metal depus prin vaporizare între dielectric și sticlă. Stratul de stocare are potențial flotant, operațiile de înscriere și ștergere fiind comandate prin polarizarea corespunzătoare a electrodului colector.

Dielectricul utilizat la realizarea stratului de stocare are proprietăți de emisie secundară bune ($\eta_{max} = 2 \div 5$) și este un bun izolant. Cel mai des se folosește sulfura de siliciu, fluorura de bariu, fluorura de magneziu și oxidul de magneziu.

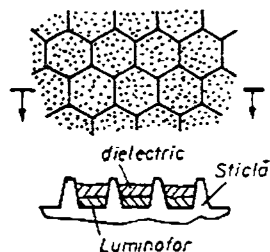



Fig. 9.19. Interiorul ecranului tubului cu memorie.

Timpul de memorare al tuburilor bistabile este de 1—24 ore. Neajunsul acestui tip de osciloscop

este viteza de scriere scăzută (cel mult fenomene de cîţiva MHz) şi alterarea imaginii memorate.

**Tubul catodic cu persistenţă variabilă** diferă de tubul catodic bistabil prin modul de realizare şi dispunere a electrozilor care participă la procesul de memorare-redare.

Pe ecranul de sticlă $E$ a tubului catodic (fig. 9.20) se depune stratul de substanţă luminoforă $L$ şi un strat de aluminiu Al. În spatele ecranului se dispune un ansamblu de stocare $S$, format din plasa de stocare metalică $PS$ şi dielectricul de stocare $DS$. Electrodul colector $C$ este tot o plasă metalică. Ambele plase au o reţea de ochiuri fine, cu diametre de 40 — 80 μm, cu transparenţă optică de 30—60%. Colimatorul $CL$ asigură dirijarea electronilor lenţi perpendicular pe ecran. Stratul de aluminiu de pe ecran se alimentează la cca 5 kV şi are rol de postaccelerare.

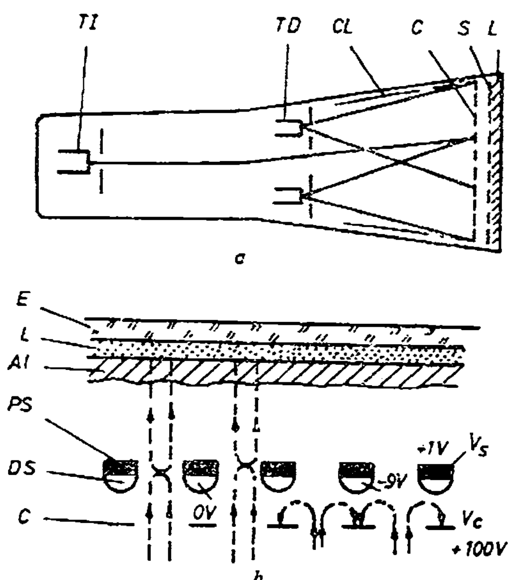



**Fig. 9.20. Tub catodic cu persistenţă variabilă:** *a* — ansamblul; *b* — secţiune prin zona ecranului.

Faza de pregătire a suportului de stocare constă în aducerea tuturor punctelor dielectricului de stocare la un potenţial care să permită înscrierea. Catozii tunurilor $TD$ sînt la potenţialul masei. Dacă pe plasa de stocare se aplică o tensiune de cca. 10 V atunci prin cuplaj capacitiv şi suprafaţa dielectrică de stocare $DS$ ajunge la +10 V. Energia electronilor incidenţi fiind mică (10 eV) rezultă $\eta < 1$ şi dielectricul acceptînd electronii primari, ajunge la potenţialul de 0 V (echilibru). Se scade potenţialul plasei $PS$ la +1 V, ca urmare tot prin cuplaj capacitiv dielectricul dobîndeşte potenţialul de —9 V. Electronii lenţi nu mai pot pătrunde spre ecran, deoarece sînt respinşi de dielectric şi atraşi de electrodul colector (la cca + 100 V), ecranul rămîne neiluminat.

În faza de înscriere tunul de înscriere bombardează cu electroni de energie mare dielectricul de stocare. Ca urmare a emisiei secundare puternice, în locul traseului spotului de înscriere dielectricul se încarcă pozitiv, dar sub acţiunea continuă a tunurilor $TD$, potenţialul maxim este de 0 V. Astfel în urma spotului de înscriere rămîn celule de dielectric de stocare la potenţiale între —8 V şi 0 V, ce depinde de viteza cu care a trecut spotul în dreptul celulelor.

În dreptul celulelor de stocare cu potenţiale peste —9 V (pragul de blocare a electronilor lenţi) electronii lenţi pătrund prin reţeaua de plasă şi sînt acceleraţi de tensiunea de postaccelerare a stratului de aluminiu excitînd stratul luminofor.

Informaţia memorată se poate menţine pe ecran pe o durată reglabilă de 20 s—3 min. Marea calitate a osciloscoapelor cu persistenţă variabilă constă în vitezele mari de înscriere, pînă la 2 000 cm/μs, ceea ce permite reţinerea unor semnale cu detalii de sub 1 ns.

Osciloscoapele cu memorie analogică sînt ușor manevrabile, dar imaginile memorate nu se pot deplasa pe ecran, nu se pot mări, deoarece ele sînt legate intim de structura tubului catodic. Aceste osciloscoape se pot utiliza și ca osciloscoape obișnuite.

### 9.4.3.2. OSCILOSCOAPE CU MEMORIE DIGITALĂ

Ele reprezintă o combinație între un lanț de măsurare — conversie analog-digital-analogică cu memorie digitală și sistemul de afișare cu tub catodic.

Mărimea variabilă în timp $u(t)$ este prelucrată în lanțul informațional format dintr-un etaj de amplificare și filtrare $AF$, un etaj de eșantionare-reținere $SH$, convertorul analog-digital $A/D$, memoria digitală $M$, convertorul digital-analog $D/A$ și un filtru de ieșire $F$ (fig. 9.21).

Eșantionarea unui semnal analogic reprezintă prelevarea, la intervale de timp egale sau aleatoare, de eșantioane din acel semnal. Întrucît convertorul analog-digital are timpul de conversie finit, eșantionul trebuie reținut de un circuit special de memorare analogică. Culegerea eșantioanelor trebuie efectuată astfel încît din eșantioane să se poată reface variația inițială a semnalului de intrare. În acest sens din teoremele eșantionării rezultă :

— dacă $f_m$ este frecvența maximă din spectrul semnalului continuu variabil, atunci pentru caracterizarea deplină a semnalului, frecvența de eșantionare $f_e$ trebuie să fie $f_e = 2f_m$ ;

— dacă semnalul eșantionat este trecut printr-un filtru trece-jos ideal, cu frecvența de tăiere $f_m$, la ieșire se obține semnalul inițial.

În practică se impune frecvența de eșantionare minimă $f_e = (3-5)f_m$.

Procesul de eșantionare-reținere și conversie $A/D$ se prezintă schematic în figura 9.22. Circuitul de eșantionare-reținere constă, în esență, dintr-un comutator electronic $CE$ și un condensator de memorare analogică $C$.




**Fig. 9.21. Lanțul informațional al osciloscopului cu memorie digitală.**

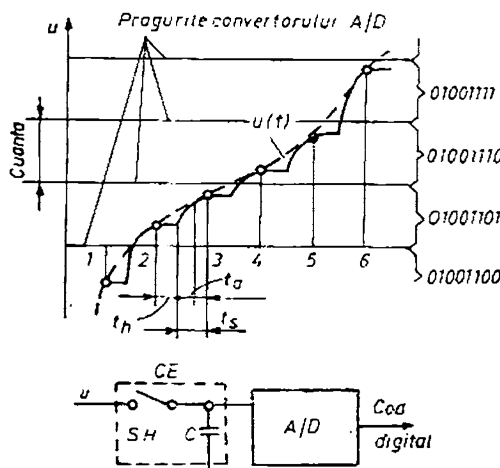



**Fig. 9.22. Sistemul de eșantionare-reținere și convertor $A/D$.**

În intervalul $t_s$ (eșantionare) comutatorul $CE$ se închide; în timpul tranzitoriu $t_a$ tensiunea de pe condensator ajunge la valoarea instantanee a tensiunii de intrare. În intervalul $t_h$ (reținere) $CE$ este deschis, condensatorul $C$ reține valoarea tensiunii din momentul separării lui $C$; în timpul $t_h$ se efectuează conversia $A/D$. Cele două intervale limitează frecvența de eșantionare la $f_e = 1/(t_s + t_h)$, care la rîndul ei limitează rezoluția sistemului după axa timpului (frecvența maximă a semnalului de intrare).

Toate nivelele de tensiune dintre două praguri consecutive ale convertorului $A/D$ (intervalul unei cuante) au același număr digital corespunzător (de exemplu, în punctele de eșantionare 2 și 3 respectiv 4 și 5 codificarea $A/D$ dă valorile 01001101 respectiv 01001110). Rezultă că rezoluția convertorului $A/D$ limitează finețea detaliilor care se pot distinge după axa tensiunii.

Memorarea șirului de numere binare rezultate în urma conversiei $A/D$ se face în registre electronice cu scriere-citire serie de tip RAM. În osciloscoapele cu memorie digitală se utilizează registre de deplasare dinamice (*MOS*).

În faza de înregistrare a informației, rezultatele conversiilor succesive $A/D$ se introduc în memorie cuvînt cu cuvînt (de obicei compuse din 8 biți, compatibile cu sistemul CEI-625); acestea sînt reținute în întregime pînă la epuizarea capacității memoriei. Capacitatea memoriei limitează durata de înregistrare a semnalului de intrare, durată care depinde și de frecvența de eșantionare. Între capacitatea memoriei $C_m$ (cuvinte), frecvența de eșantionare $f_e$ și intervalul de timp ce se poate înregistra $T_i$ există relația:

$$C_m = f_e T_i. \tag{9.7}$$

Osciloscoapele digitale au posibilități de înregistrare multiple față de cele cu memorie analogică. La ambele tipuri de osciloscoape înregistrarea este declanșată prin fixarea nivelului de declanșare.

La osciloscoapele analogice pe ecran se înregistrează porțiunea de semnal după impulsul de declanșare (fig. 9.23, *a*). Osciloscoapele digitale dispun de posibilități de predeclanșare sau postdeclanșare. În plus se poate introduce și o întîrziere digitală $\tau$, de valoare cunoscută. Astfel, la predeclanșare procesul de înregistrare începe în momentul apariției impulsului de declanșare sau după o întîrziere $\tau$ (fig. 9.23, *b* și *c*). La procedeul de postdeclanșare, aparatul este pus în regim de memorare înaintea impulsului de declanșare. La apariția impulsului sau după o întîrziere $\tau$ memorarea se oprește:

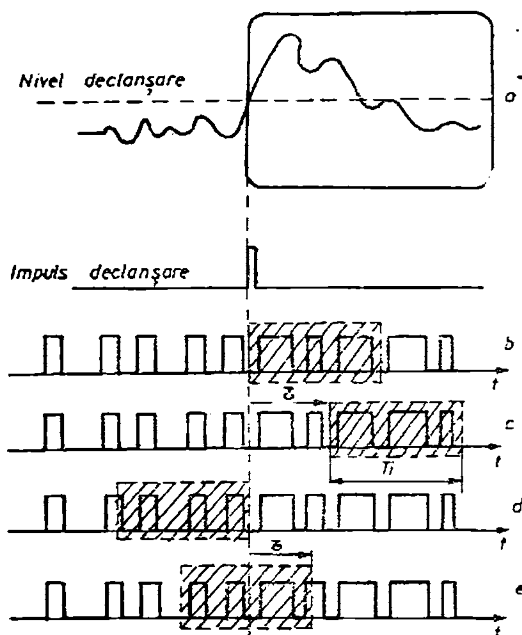



**Fig. 9.23.** Modalități de declanșare a înregistrării la:
*a* — osciloscoape cu memorie analogică; *b, c, d, e* — osciloscoape digitale.

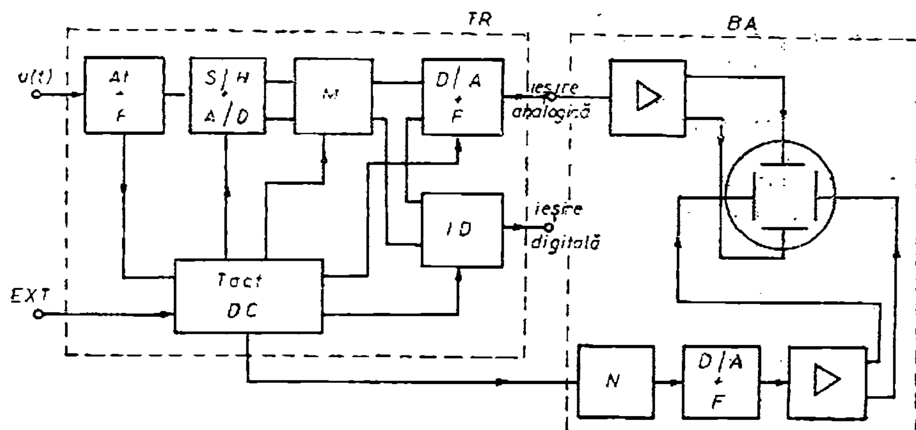



Fig. 9.24. Schema funcţională a unui osciloscop digital.

în memorie rămîne înregistrat decupajul fenomenului dinaintea impulsului (fig. 9.23, *d*) sau un decupaj de dinainte şi de după impuls (fig. 9.23, *e*). Durata înregistrării $T_i$ depinde de capacitatea memoriei (rel. 9.7).

La citire informaţia memoriei se poate transmite mai departe în formă digitală, sau se reconverteşte în mărime analogică (tensiune) prin intermediul convertorului digital-analog *D/A*. Zgomotul de cuantizare, introdus de convertorul *A/D* în sistem, se elimină cu un filtru trece-jos, care asigură şi reconstituirea semnalului analogic de intrare, memorat în urma eşantionării.

În figura 9.24 se prezintă schema funcţională a unui osciloscop digital. Semnalul de intrare $u(t)$ este atenuat şi filtrat la intrare, eşantionat (*S/H*) şi convertit în cod numeric (*A/D*). Din memorie (*M*) informaţia este extrasă sub formă digitală prin intermediul unei interfeţe digitale *ID* sau sub formă analogică prin conversie digital-analogică (*D/A*) şi filtrare. Toate secvenţele de lucru, interdependenţele dintre etaje sînt corelate de dispozitivul de comandă *DC* (poate fi un microprocesor) în ritmul impus de generatorul de tact. Derularea informaţiei se poate face cu o viteză diferită de cea a înregistrării, înregistrarea putînd fi comprimată sau dilatată în timp.

Partea de eşantionare, memorare şi de interfaţă analogică şi/sau digitală constituie un aparat de sine stătător, numit înregistrator de fenomene tranzitorii *TR*.

Ieşirea analogică se poate aplica la dispozitivul de deflexie verticală a unui tub catodic. Dispozitivul deflexiei orizontale se comandă printr-un numărător *N*, un convertor *D/A*, filtru şi amplificator, obţinîndu-se o tensiune de baleiaj liniar variabilă. Conţinutul memoriei trebuie recirculat continuu (în inel) pentru a se obţine pe ecranul tubului catodic o imagine stabilă, baleiajul fiind de asemenea repetat simultan cu semnalul. Componentele specifice osciloscopului formează blocul de afişare *BA*.

La ieşirea analogică se poate conecta un înregistrator *X—Y* sau un înregistrator pe bandă magnetică, conţinutul memoriei fiind derulat numai o dată, în ritm compatibil cu perifericele menţionate.

### 9.4.4. OSCILOSCOAPE SPECIALE

Datorită limitării în frecvenţă a elementelor componente active, osciloscoapele în timp real nu pot urmări variaţiile semnalelor cu frecvenţe de ordinul GHz. În acest scop există *osciloscoape cu eşantionare*, care culegînd eşantioane din semnalul de frecvenţă mare, aduc pe ecran un semnal reconstituit din eşantioane, dar la frecvenţă mai mică.

Reprezentarea semnalelor electrice periodice sau aperiodice în funcţie de frecvenţă se face cu *analizoarele spectrale*. Acestea permit afişarea pe ecranul tubului catodic a distribuţiei puterilor sau amplitudinilor semnalului în spectrul de frecvenţă corespunzător.

Uneori osciloscoapele sînt prevăzute cu un sistem de afişare alfanumerică pe tub catodic. Înainte de introducerea microprocesoarelor în structura osciloscoapelor, s-au realizat aparate care afişează în exteriorul caroiajului de pe ecran poziţia selectoarelor (V/div, μs/div. ş.a.) de pe fiecare canal de intrare, respectiv a bazei de timp, semnalizează starea necalibrată a unor canale, depăşirea cadrului de afişare ş.a. Acest sistem de afişare este realizat cu un generator de tact, numărătoare, decodificatoare pentru caractere, generator de caractere alfanumerice precum şi circuite de blocare a axei *Z*. Unicul fascicul de electroni al tubului catodic este folosit pentru reprezentarea semnalului urmărit cît şi pentru afişajul alfanumeric.

Osciloscoapele moderne cu microprocesoare au posibilităţi largi în exploatare, în structura osciloscopului intrînd şi aparate digitale de măsurare tip voltmetru şi frecvenţmetru. Aceste osciloscoape permit afişarea scărilor pe care se lucrează, valoarea măsurată a unor tensiuni (amplitudini, valori medii şi efective), durata şi frontul unor impulsuri, frecvenţa semnalelor, precum şi efectuarea unor calcule asupra semnalelor afişate.

# 10
# CONVERTOARE DE PRELUCRARE

De-a lungul lanțului de măsurare circulă un semnal energetic purtător al informației metrologice. Acest semnal este prelucrat succesiv pentru a putea fi aplicat la intrarea convertorului de ieșire, cu ajutorul căruia se obține valoarea măsurată. Această prelucrare este efectuată cu ajutorul convertoarelor de prelucrare, care pot fi : amplificatoare, atenuatoare, redresoare, multiplicatoare, formatoare de impulsuri.

## 10.1. AMPLIFICATOARE DE MĂSURARE

Includerea amplificatoarelor în aparatele electrice de măsurare este necesară în următoarele scopuri : asigurarea unei impedanțe convenabile la intrare sau la ieșire, creșterea puterii unui semnal electric, limitarea la anumite valori ale curentului sau tensiunii, realizarea unor caracteristici de frecvență convenabile etc.

Amplificatorul este un cuadripol activ (fig. 10.1), care se caracterizează, în principal, prin *impedanța de intrare* $\underline{Z}_i$, *impedanța de ieșire* $\underline{Z}_0$ și *factorul de amplificare* definit în următoarele moduri : *amplificare în tensiune* $\underline{A}_u = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ ; *amplificare în curent* $\underline{A}_i = \underline{I}_2/\underline{I}_1$ ; *amplificare transimpedanță* $\underline{U}_2/\underline{I}_1$ ; *amplificare transconductanță* $\underline{I}_2/\underline{U}_1$.

De obicei în schemele de măsurare impedanța de intrare $\underline{Z}_i$ este mult mai mare decît cea a generatorului de semnal $\underline{Z}_g$, din care cauză se folosește cel mai des amplificarea în tensiune. Amplificarea fiind un număr complex $\underline{A}_u = \underline{A} = A \cdot e^{j\varphi}$, dependent de frecvența semnalului, amplificatorul este descris de caracteristicile amplitudine-frecvență $A(f)$ și fază-frecvență $\varphi(f)$ (fig. 10.2). În aceste caracteristici există o frecvență centrală $f_0$, sau un interval de frecvențe în jurul lui $f_0$, pentru care amplificarea este reală ($A_0$). Se admite o scădere maximă a amplificării de 3 dB, respectiv de $\sqrt{2}$ ori față de $A_0$ : $A_i = A_s = A_0/\sqrt{2}$, frecvențele extreme fiind numite frecvența limită inferioară $f_i$, respectiv superioară $f_s$. Intervalul de frecvențe cuprinse între $f_i$ și $f_s$ se numește banda de frecvențe $B$ a amplificatorului.

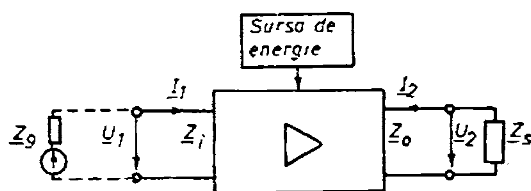


Fig. 10.1. Reprezentarea amplificatorului.

Mărimile de influență ale amplificatoarelor de măsurare, care pot modifica amplificarea și banda de frecvențe sînt : variația tensiunii de alimentare, variația în timp a parametrilor dispozitivelor electrice și electronice, modificarea acestor parametri sub acțiunea

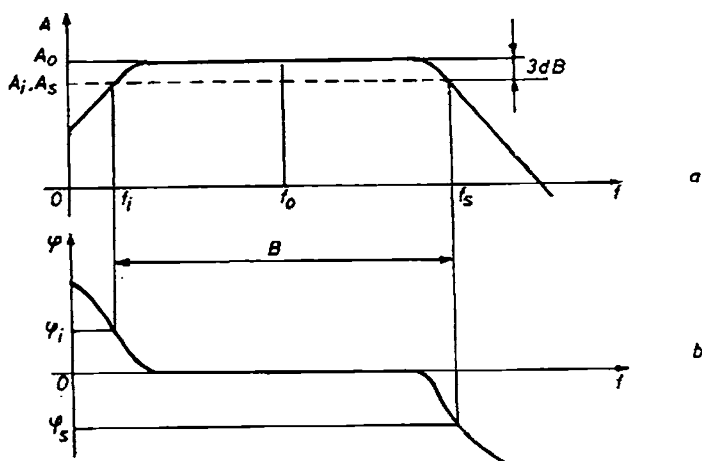



**Fig. 10.2. Caracteristicile unui amplificator :**
*a* — caracteristica amplitudine-frecvență ; *b* — caracteristica fază-frecvență.

unor factori perturbatori (temperatura, umiditatea). Amplificarea se poate stabiliza prin utilizarea reacției negative.

Reacția reprezintă aducerea la intrarea amplificatorului a unei părți din energia de ieșire. Notînd cu $\underline{A} = \underline{U}_2/\underline{U}_1$ amplificarea amplificatorului fără reacție, cu $\underline{A}' = \underline{U}_2/\underline{U}_1'$ amplificarea cu reacție și cu $\underline{\beta} = \underline{U}_r/\underline{U}_2$ factorul de reacție, pentru cazul cînd tensiunea de reacție $\underline{U}_r$ este în opoziție cu $\underline{U}_1'$ (reacție negativă), rezultă (fig. 10.3, *a*) :

$$\underline{A}' = \frac{\underline{A}}{1 + \underline{\beta A}}. \tag{10.1}$$

Dacă amplificările se consideră în zona frecvenței centrale $A'$, $A$ și $\beta$ sînt reale.

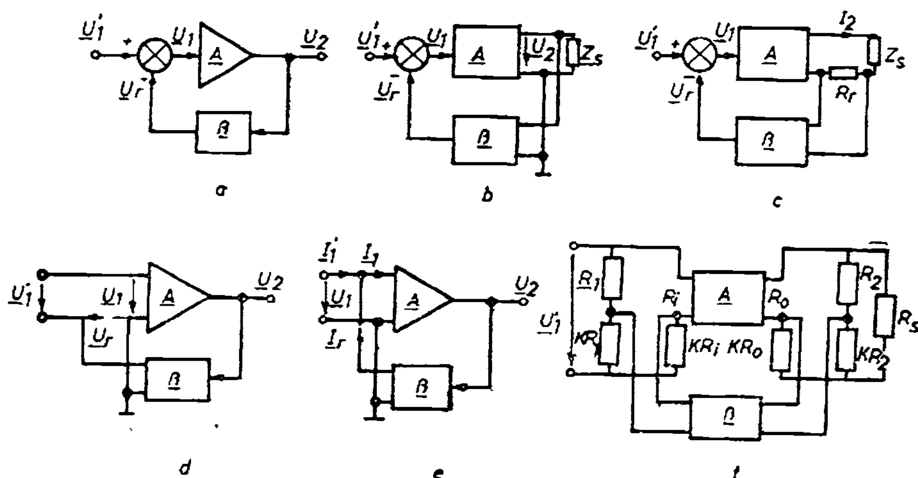



**Fig. 10.3. Schemele funcționale ale amplificatoarelor cu reacție :**
*a* — principiul reacției ; *b* — reacție de tensiune ; *c* — reacție de curent ; *d* — reacție serie ; *e* — reacție paralel ; *f* — reacție în punte.

Ca urmare a reacției negative amplificarea amplificatorului cu reacție negativă devine mai mică decît a amplificatorului fără reacție, dar îmbunătățește performanțele sale: micșorează distorsiunile liniare și neliniare, se reduc zgomotele, se modifică favorabil impedanțele de intrare și de ieșire, crește stabilitatea amplificării, se lărgește banda de frecvențe.

Tipurile de reacție sînt prezentate în figurile 10.3, *b*—*f*, în care s-a notat $1 + \beta A = K$ (mărimea reacției).

În tabelul 10.1 se prezintă valorile impedanțelor de intrare $\underline{Z}'_i$ și de ieșire $\underline{Z}'_0$ la aplicarea principalelor tipuri de reacții negative la amplificatoarele de măsurare. Din punctul de vedere al obținerii unei impedanțe de intrare mare (necesară la voltmetre electronice) este avantajoasă utilizarea reacției negative serie, iar o impedanță de ieșire relativ scăzută (necesară adaptării amplificatorului cu detectoare sincrone, redresoare de măsurare

*Tabelul 10.1*

**Principalele tipuri de reacții negative la amplificatoarele de măsurare**

| TIPUL REACȚIEI | SCHEMA | RELAȚII DE CALCUL |
|---|---|---|
| Reacție serie | | $\underline{Z}'_i = (1+\underline{\beta}\underline{A})\underline{Z}_i$ |
| Reacție paralel | | $\underline{Z}'_i = \dfrac{\underline{Z}_i}{1+\underline{\beta}\underline{A}}$ |
| Reacție serie de tensiune | | $\underline{Z}'_o = \dfrac{\underline{Z}_o}{1+\underline{\beta}\underline{A}}$ |
| Reacție paralel de curent | | $\underline{Z}'_o = \underline{Z}_o(1+\underline{\beta}\underline{A})$ |

pentru valori medii cu sarcină un instrument de măsurare) se obține prin reacție negativă de tensiune.

Amplificatoarele diferențiale sînt des utilizate în lanțurile de măsurare, care în formă integrată se realizează ca amplificatoare operaționale, fiind caracterizate de următorii parametri (fig. 10.4) :

— *amplificarea diferențială în buclă deschisă* :

Fig. 10.4. Reprezentarea amplificatorului diferențial.

$$A_0 = \frac{u_0}{u_i^+ - u_i^-} = \frac{u_0}{u_d}; \tag{10.2}$$

— *amplificarea de transfer (de mod comun)* care exprimă influența semnalului de intrare comun asupra semnalului de ieșire diferențial :

$$A_{mc} = \left.\frac{u_0}{u_c}\right|_{u_d=0}, \tag{10.3}$$

unde $u_c = (u_i^+ + u_i^-)/2$ este semnalul de intrare comun ;

— *tensiunea de decalaj de la intrare*, $V_{DI}$, reprezintă tensiunea continuă aplicată la una din intrările amplificatorului, cealaltă intrare fiind conectată la masă, pentru care tensiunea de ieșire este nulă (uzual $V_{DI} = 1-5$ mV) ;

— *curentul de decalaj de la intrare* $I_{DI}$, reprezintă diferența dintre cei doi curenți de intrare (uzual $I_{DI} = 0,5-500$ nA) ;

— *curentul de polarizare* $I_B$, definit cu relația :

$$I_B = \frac{i_i + i_n}{2}. \tag{10.4}$$

Amplificatoarele operaționale *AO* sînt amplificatoare diferențiale caracterizate prin amplificare în buclă deschisă foarte mare ($>10^4$), rezistență de intrare mare ($>10^5\ \Omega$), rezistență de ieșire mică ($\sim 10^2\ \Omega$), bandă de frecvență întinsă de la curent continuu pînă la cîțiva megaherți.

Cu puține excepții (detector de nul, comparator) *AO* se utilizează cu reacție negativă. Amplificările cu reacție $A'$ se calculează în ipoteza amplificării în buclă deschisă $A_0$ mari, în care caz tensiunea de intrare diferențială este practic zero. Pentru cele trei scheme de bază ca amplificator propriu-zis rezultă amplificările indicate în figura 10.5.

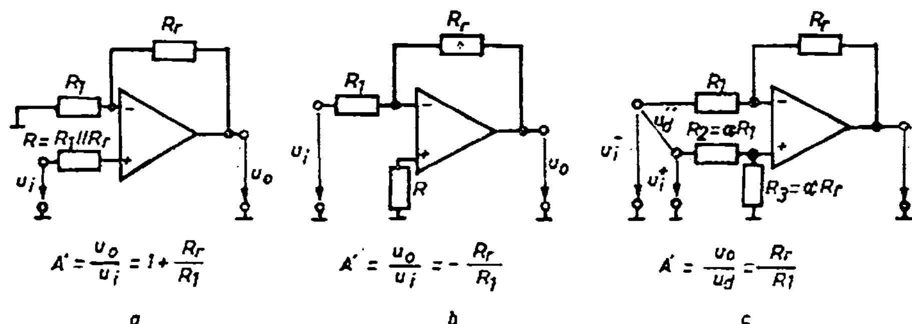



Fig. 10.5. Scheme de bază cu *AO* :
*a* — *AO* ca amplificator neinversor ; *b* — *AO* ca amplificator inversor ; *c* — *AO* ca amplificator diferențial.

Amplificarea cu reacție negativă nu depinde de amplificarea în buclă deschisă $A_0$, ci numai de elementele pasive exterioare $AO$, elemente care pot fi foarte precise și stabile în timp.

Dacă rezistențele se înlocuiesc cu impedanțe convenabile se pot obține convertoare pentru efectuarea de operații matematice analogice (diferențiere, integrare — tab. 10.2, *a—d*). Tot cu $AO$ se realizează și circuite de detecție, adaptare, care se întîlnesc în lanțul de măsurare, cele mai răspîndite fiind cuprinse în tabelul 10.2.

*Tabelul 10.2*

**Principalele convertoare de măsurare realizate cu amplificatoare operaționale**

| POZ | DENUMIREA | SCHEMA ELECTRICĂ | RELAȚII-CURBE DE VARIAȚIE |
|---|---|---|---|
| a | Circuit de derivare inversor | | $u_0 = -RC \frac{du_i}{dt}$ |
| b | Circuit de derivare neinversor | | $u_0 = u_i + RC \frac{du_i}{dt}$ |
| c | Circuit de integrare inversor | | $u_0 = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_i\, dt + u_c(0)$<br>$U_c(0)$ – tensiunea inițială pe condensator |
| d | Circuit de integrare neinversor | | $u_0 = u_i + \frac{1}{RC} \int_0^t u_i\, dt + U_c(0)$<br>$U_c(0)$ – tensiunea inițială pe condensator |
| e | AO ca repetor de tensiune | | $u_0 = u_i$<br>rezistența de intrare $R_i' = A_0 R_i$;<br>rezistența de ieșire $R_0' = \frac{R_0}{A_0}$ |
| f | AO ca sumator | | $u_0 = -R_r \sum_{k=1}^{n} \frac{u_k}{R_k}$<br>$R = R_r \| R_1 \| R_2 \| \dots \| R_n$ |
| g | Detector de nul cu AO | | |
| h | Comparator cu AO | | |

| Poz. | Denumirea | Schema electrică | Relaţii-curbe de variaţie |
|---|---|---|---|
| *i* | *Discriminator cu AO (trigger Schmitt)* | $u_i$, $R=R_1 \parallel R_2$, $R_1$, $U_{ref}$, $R_2$, $u_o$ | $u_i$, $u_{i1}^+$, $u_{i2}^+$, 0, $t$; $u_o$, $U_{OM}$, 0, $U_{om}$, $t$; $u_o$, $U_{OM}$, $\Delta V$, $u_{i2}^+$, $u_{i1}^+$, 0, $U_{om}$, $u_i$ <br> *tensiunea prag superioară:* $u_{i1}^+ = U_{ref} + (U_{OM} - U_{ref})\frac{R_1}{R_1+R_2}$ <br> *tensiunea prag inferioară* $u_{i2}^+ = U_{ref} + (U_{om} - U_{ref})\frac{R_1}{R_1+R_2}$ <br> *tensiunea de histerezis* $\Delta V = (U_{OM} + \lvert U_{om} \rvert)\frac{R_1}{R_1+R_2}$ |

După prezentarea principiului amplificării, a reacţiei la amplificatoare, se vor preciza cîteva particularităţi ale amplificatoarelor de c.c. şi de c.a. utilizate în aparatele de măsurare.

a) *Amplificatoarele de curent continuu* sînt amplificatoare a căror limită inferioară a intervalului de frecvenţă este zero ($f_i = 0$). Pe lîngă aspectele prezentate mai înainte, principala problemă a amplificatoarelor de c.c. este deriva, care reprezintă variaţia parametrilor $V_{DI}$, $I_{DI}$, $I_B$: deriva de tensiune $\Delta V_{DI}$, de curent $\Delta I_{DI}$ şi de curent de polarizare $\Delta I_B$. Deriva se poate defini în raport cu variaţia temperaturii, cu variaţia tensiunii de alimentare şi uneori cu timpul. De exemplu, la *AO* de uz general derivele în temperatură au valori de $\Delta V_{DI} = 2-15$ µV/°C şi $\Delta I_{DI} = 2$ pA/°C – 2 nA/°C. La amplificatoare de mare sensibilitate se adoptă soluţii care să reducă la minim deriva :

— etajele de intrare sînt de mică putere, localizate pe suprafeţe mici şi închise pentru reducerea gradientelor termice ;

— curenţii de intrare se reduc prin utilizarea de tranzistoare „superbeta" sau TEC ;

— utilizarea amplificatoarelor de c.c. cu modulare-demodulare, în care semnalul de intrare se transformă în c.a. (modulator cu contacte mecanice sau modulator electronic), amplificarea în c.a. şi demodularea sincronă a semnalului amplificat (soluţie folosită la microvoltmetre electronice) ;

— aducerea automată periodică la zero a intrării, prin care cu un condensator de memorare se reţine periodic tensiunea de decalaj $V_{DI}$, fiind astfel practic eliminată (tehnică utilizată la amplificatoare de osciloscop, la convertoare analog-numerice precise) ;

— combinarea amplificatorului de c.c. cu modulare-demodulare şi a amplificatorului de c.c. cu cuplaj direct pentru obţinerea unor precizii ridicate (0,005–0,01% la voltmetre digitale).

b) *Amplificatoarele de curent alternativ* sînt caracterizate de banda de frecvenţe, fiind utilizate fie amplificatoare de bandă largă (pentru oscilo-

scoape, voltmetre electronice analogice, frecvenţmetre), fie amplificatoare selective cu bandă îngustă (voltmetre electronice selective, analizoare spectrale). Cuplajul amplificatoarelor de c.a. se realizează direct sau cu elemente $RC$.

În general se tinde să se realizeze o impedanţă de intrare mare în amplificatoare ($R_{in} = 10-10^4$ MΩ, $C_{in} = 2-5$ pF) asigurînd o absorbţie de putere cît mai mică de la circuitele măsurate. De asemenea prin combinarea amplificatoarelor cu reacţie negativă puternică se realizează amplificatoare cu amplificare foarte stabilă şi cu distorsiuni mici, calităţi indispensabile în majoritatea aparatelor de măsurare.

## 10.2. ATENUATOARE

Semnalele de valoare mare trebuie reduse la intrare la nivel compatibil cu primul etaj de prelucrare al aparatelor electronice (de regulă amplificatoare), sarcină care este îndeplinită de divizoare de tensiune (în general rezistive) şi atenuatoare. Cele două denumiri reprezintă convertoare cu funcţii similare, dar primele sînt utilizabile în curent continuu şi frecvenţe joase iar atenuatoarele sînt utilizate în limite largi de frecvenţe.

Calculul şi realizarea practică a atenuatoarelor se face în ipoteza acceptabilă practic, a impedanţei de sarcină mult mai mari decît impedanţa atenuatorului.

Raportul de divizare al unui atenuator (fig. 10.6, *a*) este :

$$\frac{u_0}{u_i} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}. \tag{10.5}$$

Dacă $\varepsilon_1$ şi $\varepsilon_2$ reprezintă erorile relative limită ale rezistenţelor respective, eroarea raportului de divizare are expresia :

$$\varepsilon_d = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(\varepsilon_1 + \varepsilon_2). \tag{10.6}$$

Rezistenţa de intrare a atenuatorului este mare (1—10 MΩ) şi eroarea $\varepsilon_d$ se situează în limitele 0,01—1%.

Atenuatoarele cu raport de divizare reglabil în trepte se realizează fie cu ieşirea reglabilă (fig. 10.6. *b* — cazul cel mai răspîndit) cînd rezistenţa de intrare a atenuatorului $R_i$ este constantă, fie cu intrarea reglabilă (fig. 10.6, *c*), în care caz $R_i$ variază.

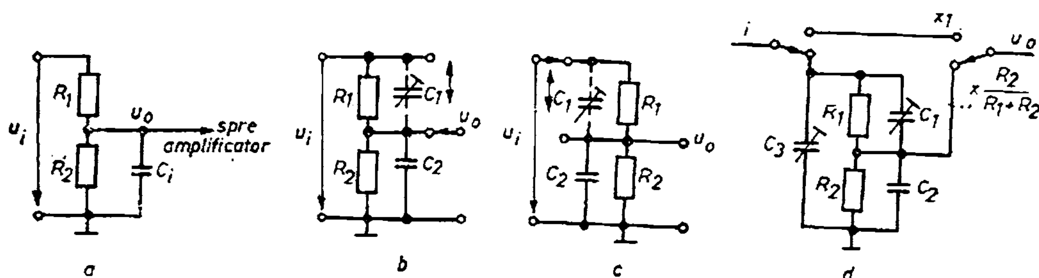



**Fig. 10.6. Scheme de bază de atenuatoare :**
*a* — cu o treaptă ; *b* — cu două trepte reglabile la ieşire ; *c* — cu două trepte reglabile la intrare ; *d* — atenuator compensat.

Capacitatea $C_i$ în paralel cu $R_2$ (fig. 10.6, *a*) este capacitatea de intrare a amplificatorului, ansamblul lor formează un filtru trece-jos, care limitează frecvenţa de utilizare la zeci de kHz.

În scopul extinderii limitei de frecvenţă, în schema atenuatorului se includ condensatoare de compensare (fig. 10.6, *b* şi *c*), care includ şi capacităţile parazite, impunînd elementelor condiţia :

$$\frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ de unde rezultă } R_1C_1 = R_2C_2. \qquad (10.7)$$

Schema unui atenuator compensat se indică în figura 10.6, *d*. Egalitatea (10.7) este asigurată prin reglarea condensatorului $C_1$. Pentru a asigura aceeaşi valoare a capacităţii de intrare a atenuatorului, se prevede cîte un condensator $C_3$ reglabil pentru fiecare gamă de atenuare. Atenuatoarele compensate se pot folosi pînă la frecvenţe de 100—150 MHz.

La frecvenţe înalte (peste 100 MHz) se utilizează atenuatoare care să asigure impedanţă de intrare şi ieşire constantă la modificarea factorului de divizare (atenuare), pentru a se realiza adaptarea de impedanţă între sursa de semnal şi etajul de intrare. Impedanţa aceasta se ia egală cu impedanţa caracteristică a cablului coaxial de semnal (50 Ω, 75 Ω). Aceste atenuatoare se realizează cu cascadă de celule de atenuare, realizate cu cuadripoli $\pi$ sau T (fig. 10.7, *a* şi *b*), în care rezistenţele componente se determină cu relaţiile :

— pentru cuadripolul $\pi$ :

$$R_1 = R_0\frac{1+k}{1-k}; \quad R_2 = R_0\frac{1-k^2}{2k}; \qquad (10.8)$$

— pentru cuadripolul T :

$$R_1 = R_0\frac{1-k}{1+k}; \quad R_2 = R_0\frac{2k}{1-k^2}, \qquad (10.9)$$

unde $R_0$ este impedanţa caracteristică şi $k$ — factorul de atenuare ($A = 20 \lg k$, dB).

Celulele de atenuare se realizează pentru atenuări de —10 dB, —20 dB şi —30 dB. În figura 10.7, *c* se arată schema unui atenuator de —30 dB, pentru impedanţă caracteristică de 100 Ω. Etajele cascadei se pot cupla şi decupla prin contactele mecanice ale unor microrelee.

Foarte utilizate sînt sondele atenuatoare (numite şi cap de probă, folosite la culegerea semnalului la osciloscoape, voltmetre) care sînt formate dintr-un atenuator compensat, situat constructiv în capul de măsurare.

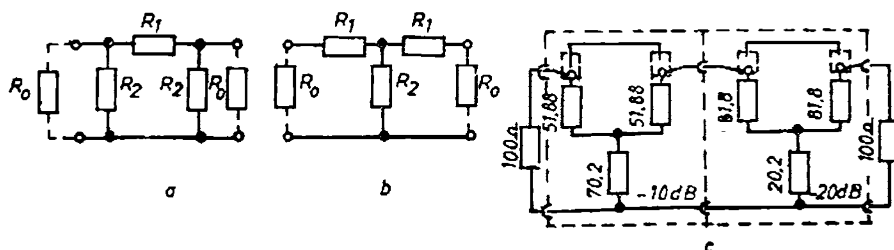



**Fig. 10.7. Atenuatoare de înaltă frecvenţă :**
*a* — cuadripol $\pi$ ; *b* — cuadripol *T* ; *c* — atenuator de —30 dB cu cuadripoli *T*.

Elementele $R_1$ și $C_1$ (fig. 10.6, *d*) sînt situate în capul de măsurare, $R_2$ este rezistența de intrare a aparatului, $C_2$ este ansamblul capacității de intrare și a cablului coaxial iar $C_3$ lipsește. Uzual factorul de atenuare al sondelor de atenuare este 1/10.

## 10.3. REDRESOARE DE MĂSURARE

Prelucrarea semnalelor variabile în timp implică aproape întotdeauna prezența unui redresor de măsurare, care să asigure la ieșirea sa o tensiune (curent) de o polaritate dată, reprezentînd o valoare caracteristică a mărimii variabile (valoare medie, valoare de vîrf, valoare medie dependentă de fază ș.a.). Redresoarele de măsurare trebuie să asigure precizie și liniaritate cît mai bună în transferul de informație. În acest scop redresoarele de măsurare utilizate în aparatele de măsurare electronice sînt realizate în general cu amplificatoare operaționale.

### 10.3.1. REDRESOARE DE MĂSURARE PENTRU VALORI MEDII

Redresoarele de măsurare pentru valori medii (absolută) asigură la ieșirea lor o tensiune electrică proporțională cu valoarea

$$U_{med} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u(t)|\, dt, \qquad (10.10)$$

a tensiunii periodice $u(t)$, cu perioada $T$.

Schemele de redresare utilizate la aparatele de măsurare magnetoelectrice cu redresor (v. § 17.1.1) au caracteristica de transfer neliniară la tensiuni mici (sub 0,3—0,7 V — pragul de deschidere a diodelor). Dacă scara aparatelor analogice permite luarea în considerare a acestei neliniarități, aparatele de măsurare digitale nu pot compensa neliniaritățile redresorului. Redresoarele cu *AO* stabilesc o relație liniară între mărimea de ieșire și de intrare în întregul interval de măsurare.

Elementele redresoare sînt introduse în reacția negativă a *AO*. Sarcina redresorului are rezistența foarte mare, încît curentul absorbit de aceasta se poate neglija. La alternanța pozitivă a tensiunii $u_i$ (redresorul monoalternanță fig. 10.8, *a*), pînă cînd $u_0$ nu depășește tensiunea prag de deschidere a diodei $D_2$, amplificatorul funcționează în buclă deschisă. Amplificarea fiind mare, $u_0$ atinge valoarea tensiunii prag la valori mici ale lui $u_i$ (de ex. dacă

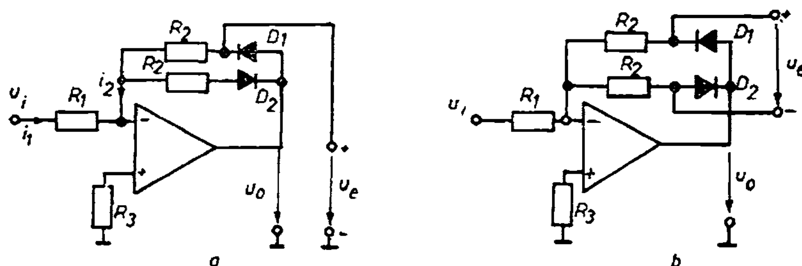



**Fig. 10.8. Redresoare de măsurare pentru valori medii cu *AO*:**
*a* — schemă monoalternanță ($R_1 = R_2$; $R_3 = R_1 \parallel R_2$); *b* — redresor bialternanță cu ieșire flotantă.

tensiunea prag este de 0,7 V, amplificarea $A_0 = 25\,000$, dioda se va deschide la tensiunea $u_i = 0{,}7/25\,000 = 28\ \mu V$). După deschiderea diodei $D_2$ amplificatorul funcționează cu reacție negativă; întrucît $R_2 = R_1$ și $R_2 \gg R_d$ ($R_d$ — rezistența diodei în conducție) rezultă $u_0 = -u_i$, dar la ieșire tensiunea este nulă, $u_e = 0$. La alternanța negativă a lui $u_i$ se deschide dioda $D_1$ și se culege tensiunea

$$u_e = u_0 - R_d i_2.$$

Dar considerînd $AO$ ideal se poate scrie:

$$u_i = R_1 i_1\ ;\ u_0 = (R_2 + R_d) i_2\ ;\ i_1 + i_2 = 0\ ;$$

de unde rezultă

$$u_e = R_2 i_2 = -u_i, \qquad (10.11)$$

adică tensiunea de la ieșire este independentă de rezistența neliniară a diodei.

Cea mai utilizată schemă de redresare bialternanță este cea din figura 10.8, *b* cu ieșirea flotantă. Similar cu cazul precedent, se poate demonstra și în acest caz relația (10.11), valabilă în ambele alternanțe. Schema asigură precizie ridicată și neliniaritate mică (sub 0,01%).

Precizia redresoarelor prezentate este determinată de precizia rezistențelor, tensiunea și curentul de decalaj al *AO*. La frecvențe mari precizia redresoarelor de măsurare pentru valori medii scade datorită scăderii amplificării *AO* în buclă deschisă, a capacității diodelor etc. Redresoarele de măsurare pentru valori medii sînt utilizate frecvent între frecvențele de 20 Hz și 100 kHz, iar în execuții speciale (cu *AO* de calitate) limita de frecvență se poate extinde pînă la 10 MHz.

### 10.3.2. REDRESOARE DE MĂSURARE PENTRU VALORI DE VÎRF

Utilizate în voltmetrele electronice de valori de vîrf și în sisteme de măsurare (urmărire) cu eșantionare-memorare, redresoarele de măsurare pentru valori de vîrf (detectoare de vîrf) convertesc tensiunea variabilă în timp în tensiune continuă egală cu valoarea de vîrf pozitivă ($U_m^+$), negativă ($U_m^-$) sau vîrf-vîrf ($U_{vv}$) a tensiunii de intrare.

Schemele de bază ale detectoarelor de vîrf se realizează în variantă serie, paralel sau serie-paralel (fig. 10.9). Curbele tensiunilor din diferite puncte ale schemelor sînt desenate pornind din starea inițială nulă.

Detectorul de vîrf serie (fig. 10.9, *a*) are dioda *D* deschisă numai în alternanțele pozitive, dar numai în intervalele de timp, cît $u_i > u_0$. Prin diodă condensatorul *C* se încarcă, iar în timpul alternanțelor negative se descarcă prin rezistența *R* (de regulă rezistența de intrare a voltmetrului electronic de c.c.). Dacă constanta de timp $\tau = RC$ este mult mai mare decît perioada tensiunii alternative *T*, după cîteva perioade de la aplicarea tensiunii de intrare, tensiunea de ieșire $u_0$ se stabilește la valoarea de vîrf a lui $u_i$ ($u_0 = U_m^+$, iar dacă dioda *D* s-ar conecta invers, ar rezulta $u_0 = -U_m^-$).

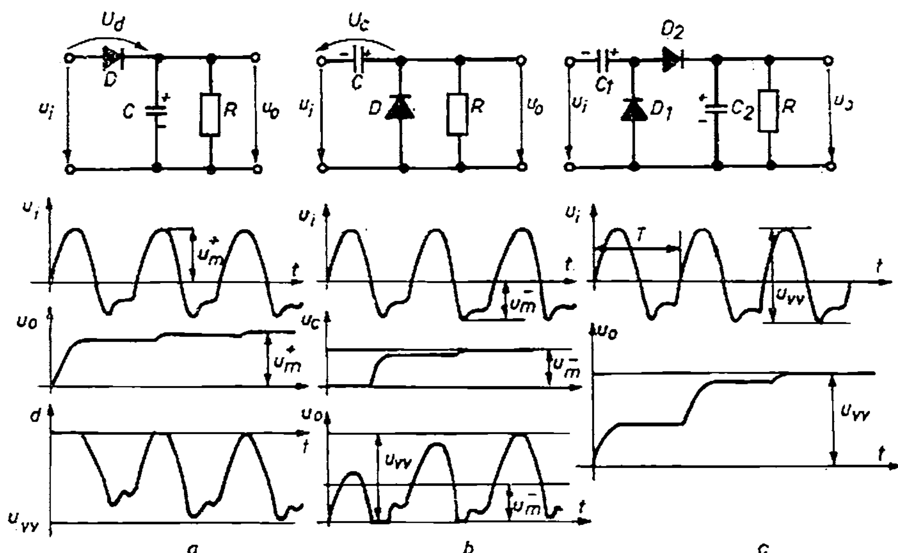



**Fig. 10.9. Schemele redresoarelor de măsurare pentru valori de vîrf şi curbele de variaţie ale tensiunilor :**

*a* — schema serie ; *b* — schema paralel ; *c* — schema serie-paralel (detector vîrf-vîrf).

Tensiunea maximă pe diodă este $U_{vv}$, iar rezistenţa de intrare în redresor $R_i = R/2$. Detectorul de vîrf serie are dezavantajul că transmite la ieşire şi componenta continuă a tensiunii de intrare.

La detectorul de vîrf paralel (fig. 10.9, *b*) dioda *D* conduce numai în timpul alternanţelor negative, cît timp $|u_i| > u_c$. Dacă $\tau = RC \gg T$, valoarea medie a tensiunii de ieşire ($u_0$ trebuie filtrat cu un filtru trece-jos) este egală cu valoarea de vîrf a lui $u_i$ (în figură $U_{0\ med} = U_m^-$, inversînd dioda, se va obţine $U_{0\ med} = -U_m^+$). Condensatorul de intrare *C* nu permite trecerea componentei continue a tensiunii de intrare. Tensiunea maximă pe diodă este $U_{vv}$, iar rezistenţa de intrare a detectorului $R_i = R/3$.

Ambele tipuri de detectoare de vîrf pot funcţiona pînă la frecvenţe foarte mari ($f_{max} = 100$ MHz — 1 GHz), dar datorită tensiunii prag de deschidere a diodei de peste 0,1 V, limita minimă de funcţionare este peste 0,1 V.

Înseriind un detector de vîrf pozitiv cu unul de vîrf negativ se obţine un detector de valori vîrf-vîrf (fig. 10.9, *c*).

Detectoare de vîrf de mare precizie şi sensibilitate ridicată se realizează cu amplificatoare operaţionale. Un detector de vîrf cu *AO* (fig. 10.10) cuprinde

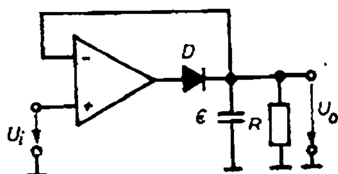



**Fig. 10.10. Detector de vîrf cu amplificator operaţional.**

schema redresoare în bucla de reacție. Dioda detectoare $D$ se deschide la o tensiune de intrare de $A_0$ ori mai mică decît tensiunea prag a diodei, iar influența căderii de tensiune a diodei se reduce la fel de $A_0$ ori. Sensibilitatea acestui tip de detector crește (limitele de măsurare 1 mV—1 V), dar se reduce substanțial frecvența maximă la care se poate utiliza.

### 10.3.3. REDRESOARE DE MĂSURARE SINCRONE

În lanțul de măsurare adesea este necesară redresarea unei tensiuni periodice astfel încît valoarea tensiunii continue să reflecte și relația de fază față de o tensiune de referință. În schema de principiu a unui redresor (detector) sincron (sensibil la fază) monoalternanță (fig. 10.11, *a*) comutatorul $K$ (mecanic, electronic) se închide sincron cu tensiunea de comandă $u_c$. În starea închisă a lui $K$ la ieșire se transferă tensiunea de intrare, valoarea medie $U_{0\,med}$ depinzînd de defazajul tensiunii de intrare față de cea de comandă.

Dacă la intrare se aplică o tensiune sinusoidală $u_i = U_{im}\sin(\omega t + \varphi)$, valoarea medie a tensiunii de ieșire este:

$$U_{0\,med} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} u_i \mathrm{d}t = \frac{1}{\pi} U_{im} \cos\varphi. \qquad (10.12)$$

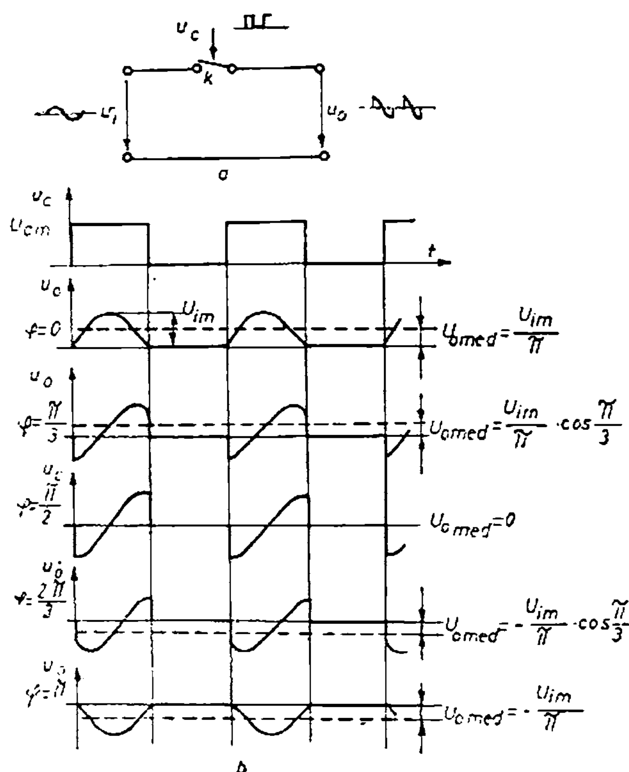



**Fig. 10.11. Principiul detecției sincrone:**
*a* — schema de principiu; *b* — tensiunea redresată la diferite relații de fază între tensiunea de comandă $u_c$ și tensiunea de intrare sinusoidală $u_i$.

Dacă tensiunea de intrare este nesinusoidală

$$u_i = \sum_{k=1}^{n} U_{imk} \sin(k\omega t + \varphi_k),$$

valoarea medie a tensiunii de ieşire rezultă :

$$U_{0\ med} = \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{n} \frac{U_{imk} \cos \varphi_k}{k} [1 - (-1)^k] =$$

$$= \frac{1}{\pi} \left( U_{im1} \cos \varphi_1 + \frac{U_{im3}}{3} \cos \varphi_3 + \frac{U_{im5}}{5} \cos \varphi_5 + \dots \right). \quad (10.13)$$

Se constată că armonicile pare au efect nul asupra tensiunii redresate, iar faptul că armonicile superioare impare afectează valoarea medie constituie un neajuns al detectorului sincron, care se poate elimina prin utilizarea unui amplificator selectiv înaintea detectorului sincron. În cele mai multe lanţuri de măsurare redresoarele sincrone efectuează redresarea tensiunii de măsurat în cazul defazajului $\varphi = 0$ şi $\varphi = \pi$, cînd se obţine valoarea medie absolută cu semn plus respectiv minus.

În figura 10.12 se prezintă cîteva scheme de redresoare sensibile la fază cu diode şi tranzistoare. La schemele cu diode, datorită condiţiei de funcţionare $|u_c| > |u_i|$, deschiderea diodelor este impusă de tensiunea de comandă $u_c$, independent de valoarea instantanee a lui $u_i$.

O caracteristică importantă a detectoarelor sincrone este capacitatea de supraîncărcare, exprimată prin factorul de supraîncărcare $K_s$, care este raportul dintre semnalul maxim de intrare pentru răspuns liniar şi semnalul nominal de intrare. Supraîncărcarea detectorului se produce cînd semnalul util slab este însoţit de perturbaţii de amplitudine mare. Factorul $K_s$ are valori cuprinse între 3 şi 1 000.

Intervalul frecvenţelor de lucru este cuprins între 1 Hz şi 100 kHz.

## 10.4. MULTIPLICATOARE ANALOGICE

Multiplicatoarele analogice utilizate în lanţurile de măsurare realizează funcţia :

$$u_0 = k u_1 u_2. \quad (10.14)$$

Produsul a două tensiuni se obţine prin folosirea unor proprietăţi intrinseci ale elementelor semiconductoare (tranzistoare, diode, traductoare Hall) sau prin sinteza unor scheme de calcul electronic, realizîndu-se multiplicatoare cu reţele de ridicare la pătrat, multiplicatoare cu transconductanţă variabilă, multiplicatoare cu logaritmare, multiplicatoare cu modulaţie în amplitudine şi durată.

Cele mai precise multiplicatoare analogice sînt multiplicatoarele cu modulaţie în amplitudine şi durată.

**Fig. 10.12.** Scheme de redresoare sensibile la fază:
*a* — detector în inel cu diode; *b* — detector monoalternanță cu diode; *c* — detector monoalternanță cu tranzistor bipolar; *d* — detector bialternanță cu TEC-MOS.

**Fig. 10.13.** Principiul modulației în amplitudine și durată.

**Fig. 10.14.** Schema funcțională a unui multiplicator cu modulație în amplitudine și durată a impulsurilor.

Principiul lor de funcţionare se bazează pe faptul că valoarea medie a unui şir de impulsuri de frecvenţă constantă ($f = 1/T$) este proporţională cu produsul dintre amplitudinea $U$ şi durata $\tau$ a impulsurilor (fig. 10.13):

$$U_{med} = \frac{1}{T}\int^{T} u\,dt = \frac{1}{T}\int_{0}^{\tau} U\,dt = \frac{U\tau}{T}. \qquad (10.15)$$

Dacă amplitudinea este proporţională cu o tensiune $u_1$, iar durata impulsului proporţională cu o altă tensiune $u_2$ va rezulta $U_{med} = Ku_1u_2$.

În schema din figura 10.14 tensiunea generatorului de tensiune triunghiulară $GTT$ se însumează cu tensiunea de intrare $u_2$. Tensiunea sumă se aplică unui comparator (cu referinţa la masă). Pe durata intervalelor $\Delta t$ comutatorul electronic este închis, la ieşirea celui de-al doilea sumator fiind tensiunea $-u_1$. În intervalele $T - \Delta t$, $CE$ este deschis, tensiunea la sumator este $+u_1$. Trecînd tensiunea rezultantă printr-un filtru trece-jos se obţine tensiunea de ieşire medie $u_0 = U_{med}$ proporţională cu produsul $u_1u_2$. Demonstraţia este evidentă dacă se ţine cont de relaţia $\frac{T}{2} - \Delta t = k_1u_2$:

$$u_0 = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} u\,dt = \frac{1}{T}\left[\int_{0}^{\Delta t}(-u_1)dt + \int_{\Delta t}^{T} u_1\,dt\right] =$$

$$= \frac{u_1}{T}(T - 2\Delta t) = \frac{2k_1}{T}\,u_1u_2. \qquad (10.16)$$

Prin alegerea convenabilă a frecvenţei tensiunii triunghiulare şi a constantei de proporţionalitate $k_1$ (de ex. $2k_1/T = 1/10$) se obţine o relaţie simplă $u_0 = u_1u_2/10$.

Multiplicatoarele cu modulaţia amplitudinii şi duratei impulsurilor ating precizii de 0,1% sau 0,2% şi banda de frecvenţă pînă la 100 kHz (limitarea în frecvenţă se datoreşte purtătoarei şi filtrului trece-jos). La frecvenţe joase s-au realizat multiplicatoare cu erori maxime de 0,02 şi 0,05%.

Acest tip de multiplicator intră în componenţa wattmetrelor digitale şi a contoarelor statice.

## 10.5. FORMATOARE DE IMPULSURI

Sarcina formatoarelor de impulsuri este de a transforma semnalele de intrare de formă oarecare în semnale dreptunghiulare cu nivele logice zero şi unu, compatibile cu circuitele digitale ale lanţurilor de măsurare.

Conversia semnalelor la forma dreptunghiulară se realizează prin compararea nivelului acestora cu o referinţă stabilită după necesitate. Formatoarele de impulsuri sînt circuite electronice, de ex.: comparatorul de nivel (tab. 10.2, poz. *h*), triggerul Schmitt (tab. 10.2, poz. *i*), circuite de diferenţiere urmate de circuite logice cu nivel de semnal standard, detectorul de nul ş.a.

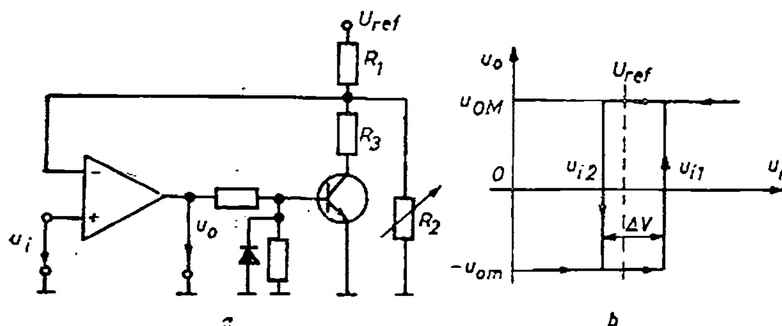



**Fig. 10.15.** Trigger Schmitt de precizie mărită : *a* — schema electrică ; *b* — caracteristica de transfer.

Comparatorul este un circuit specializat sau construit cu *AO*, a cărei ieşire are numai stările logice 0 şi 1, care depinde de relaţia dintre tensiunea de referinţă $U_r$ şi nivelul semnalului $u_i$ (de ex. pentru $u_i < U_r$ stare 0, pentru $u_i > U_r$ stare 1). Histerezisul comparatorului este mic, de ordinul milivolţilor.

Adesea semnalul este neregulat, în care caz este avantajos un formator de impulsuri cu histerezis reglabil. Circuitul tipic este triggerul Schmitt. La schema de bază (tab. 10.2, poz. *i*) histerezisul $\Delta V$ se poate regla prin modificarea rezistenţei de intrare $R_1$. Nivelele de basculare $u_{i1}^+$ şi $u_{i2}^+$ nu sînt stabile.

O schemă cu precizie ridicată, cu histerezisul controlabil în limite rigide, este indicată în figura 10.15, *a*. Tensiunile $U_{0M}$ şi $U_{om}$ reprezintă tensiunea de ieşire maximă de saturaţie pozitivă respectiv negativă a *AO*. Valorile tensiunilor prag de basculare se pot determina cu expresiile :

$$u_{i1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ref}\,; \quad u_{i2} = \frac{R_2R_3}{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3} U_{ref}. \qquad (10.17)$$

Pînă cînd $u_i < u_{i1}$ ieşirea are nivelul jos $u_0 = -U_{0m}$. La depăşirea pragului ($u_i > u_{i1}$) circuitul trece în cealaltă stare de saturaţie $u_0 = U_{0M}$. La revenirea tensiunii de intrare, triggerul revine la starea iniţială $u_0 = -U_{0m}$ numai la scăderea tensiunii la valoarea $u_i < u_{i2}$ ($u_{i1} > u_{i2}$). Nivelele de basculare şi lăţimea histerezisului se pot regla din rezistenţa $R_2$.

Utilitatea histerezisului se poate exemplifica la formarea impulsurilor pentru un frecvenţmetru, semnalul fiind însoţit de zgomot (fig. 10.16). Scopul formatorului este de a înregistra un salt de nivel al impulsului pe o perioadă a semnalului. Dacă amplitudinea zgomotorului depăşeşte histerezisul formatorului atunci se formează impulsuri false (fig. 10.16, *a*). Impulsurile sînt formate corect dacă zgomotul are amplitudinea mult mai mică decît „fereastra" de histerezis şi dacă nivelul de basculare este corect situat pe semnalul studiat (fig. 10.16, *b*).

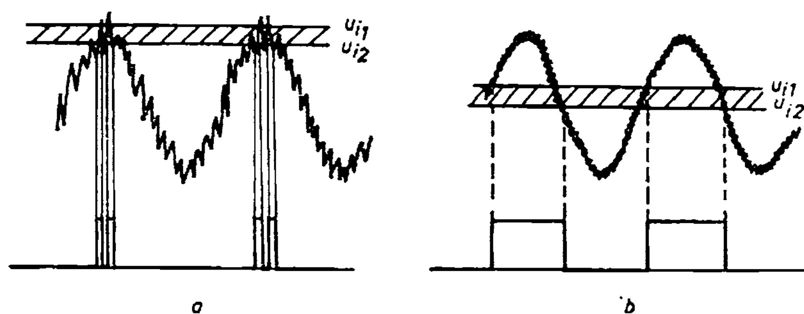



**Fig. 10.16. Interdependența dintre nivelul de zgomot și histerezisul triggerului :**
*a* — formarea de impulsuri false ; *b* — formarea corectă a impulsurilor.

La măsurarea cu precizie a intervalelor de timp, a perioadei, histerezisul introduce erori suplimentare, motiv pentru care în asemenea cazuri se utilizează scheme speciale pentru diminuarea (chiar eliminarea) histerezisului detectorului de nivel.

# 11
# CONVERTOARE DIGITAL-ANALOGICE

De-a lungul lanțului de măsurare corespunzător aparatelor digitale semnalul electric metrologic este convertit la un moment dat din *semnal analogic* în *semnal digital* și invers cu ajutorul *convertoarelor analog-digitale A/D și a convertoarelor digital-analogice D/A*. Aceste convertoare sînt utilizate atît la realizarea aparatelor de măsurare digitale de precizii ridicate (0,005—1%), cît și ca interfețe pentru sisteme automate de măsurare.

Semnalul metrologic poate fi reprezentat în formă digitală ca variația codificată a unor impulsuri (v. fig. 2.4, *e*) într-un sistem de numerație dat. Sistemele de măsurare digitală utilizează sistemul de numerație binar. Codul după care se reunesc cifrele binare pentru a forma un număr poate fi unipolar sau bipolar.

Cele mai utilizate coduri unipolare sînt *codul binar natural* și *codul zecimal codificat binar* (*BCD*). Codul binar natural este reprezentarea unui număr în sistemul de numerație în bază doi ponderat. Un număr întreg $N$ este suma: $N = \sum_{i=0}^{n} a_i 2^i$, cu $a_i = 0$ sau 1 — coeficientul binar al rangului $i$ (de ex. $100110|_2 = 1\cdot2^5 + 0\cdot2^4 + 0\cdot2^3 + 1\cdot2^2 + 1\cdot2^1 + 0\cdot2^0 = 38|_{10}$), iar un număr subunitar reprezintă o sumă: $N = \sum_{i=1}^{n} a_i 2^{-i}$. Cifra binară cea mai din stînga este cel mai semnificativ bit (*MSB*), iar cifra cea mai din dreapta este cel mai puțin semnificativ (*LSB*).

În codul *BCD* fiecărei cifre zecimale a unui număr în sistemul de numerație zecimal îi corespunde cîte un grup de patru biți (tetradă). Echivalarea cifrei zecimale cu tetrada binară se face pe baza codurilor cu ponderile 8421 (codul natural NBCD), 4221, 2421, 7421 ș.a. sau cu coduri neponderate (NBCD exces trei, Gray), cele mai uzuale coduri fiind prezentate în tabelul 11.1. Astfel numărul în bază zece $N = 659$ are reprezentarea 0110 0101 1001 în cod NBCD sau 1100 1001 1111 în cod BCD 4221.

*Codurile binare bipolare* permit reprezentarea în binar a numerelor cu semn pozitiv sau negativ. Aceste coduri trebuie să permită ușoara recunoaștere a semnului și a valorii absolute. În tabelul 11.2 se prezintă pe baza unui exemplu cu $n = 5$ biți semnificativi (numărul maxim reprezentabil $2^n = 2^5 = 32$) principalele coduri binare bipolare. Dacă $n$ este numărul de biți semnificativi în cod binar natural, în toate codurile bipolare se adaugă încă un bit, așa-numitul bit de semn, care este pe poziția cea mai din stînga din număr (*MSB*).

*Codul binar deplasat* se obține din codul binar natural, pornind numărarea de la $-2^{n+1}$, adăugînd cîte un bit la numărul binar anterior, ceea ce înseamnă deplasarea originii codului binar natural cu $2^n$ poziții în domeniul

*Tabelul 11.1*

**Cele mai uzuale coduri bizare-zecimale**

| Număr în bază zece | Coduri binar-zecimale | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | Coduri ponderate | | | | Coduri neponderate | |
| | NBCD 8421 | BCD 2421 | BCD 4221 | BCD 7421 | NBCD XS-3 | Gray |
| 0 | 0000 | 0000 | 0000 | 0000 | 0011 | 0000 |
| 1 | 0001 | 0001 | 0001 | 0001 | 0100 | 0001 |
| 2 | 0010 | 0010 | 0010 | 0010 | 0101 | 0011 |
| 3 | 0011 | 0011 | 0011 | 0011 | 0110 | 0010 |
| 4 | 0100 | 0100 | 0110 | 0100 | 0111 | 0110 |
| 5 | 0101 | 1011 | 1001 | 0101 | 1000 | 0111 |
| 6 | 0110 | 1100 | 1100 | 0110 | 1001 | 0101 |
| 7 | 0111 | 1101 | 1101 | 0111 | 1010 | 0100 |
| 8 | 1000 | 1110 | 1110 | 1001 | 1011 | 1100 |
| 9 | 1001 | 1111 | 1111 | 1010 | 1100 | 1101 |

*Tabelul 11.2*

**Exemplu de reprezentare în principalele coduri binare bipolare**

| Număr în bază zece | Cod binar deplasat | Cod complementul lui unu (cod invers) | Cod complementul lui doi (cod complementar) | Cod binar cu semn și amplitudine (cod direct) |
|---|---|---|---|---|
| 31 | 111111 | 011111 | 011111 | 111111 |
| 30 | 111110 | 011110 | 011110 | 111110 |
| 29 | 111101 | 011101 | 011101 | 111101 |
| ⋮ | | | | |
| 16 | 110000 | 010000 | 010000 | 110000 |
| 15 | 101111 | 001111 | 001111 | 101111 |
| ⋮ | | | | |
| 8 | 101000 | 001000 | 001000 | 101000 |
| 7 | 100111 | 000111 | 000111 | 100111 |
| ⋮ | | | | |
| 3 | 100011 | 000011 | 000011 | 100011 |
| 2 | 100010 | 000010 | 000010 | 100010 |
| 1 | 100001 | 000001 | 000001 | 100001 |
| 0 | 100000 | 000000* | 000000 | 000000** |
| −1 | 011111 | 111110 | 111111 | 000001 |
| −2 | 011110 | 111101 | 111110 | 000010 |
| −3 | 011101 | 111100 | 111101 | 000011 |
| ⋮ | | | | |
| −7 | 011001 | 111000 | 111001 | 000111 |
| −8 | 011000 | 110111 | 111000 | 001000 |
| ⋮ | | | | |
| −15 | 010001 | 110000 | 110001 | 001111 |
| −16 | 010000 | 101111 | 110000 | 010000 |
| ⋮ | | | | |
| −29 | 000011 | 100010 | 100011 | 011101 |
| −30 | 000010 | 100001 | 100010 | 011110 |
| −31 | 000001 | 100000 | 100001 | 011111 |
| −32 | 000000 | — | 100000 | — |

* $0^+$ 000000
$0^-$ 111111

** $0^+$ 100000
$0^-$ 000000

numerelor negative. Oricare număr al codului se poate calcula cu relația $2^n + N$. $N$ fiind numărul în cod binar natural cu semn + sau − (de ex. pentru $N = 15$. codul este $(2^5 + 15)|_{10} = 100000 + 1111 = 101111$, iar pentru $N = -15$, codul este $(2^5 - 15)|_{10} = 100000 - 1111 = 010001$). Bitul de semn este zero pentru numere negative şi unu pentru cele pozitive.

*Codul invers (complementul lui unu)* reprezintă numerele pozitive cu bitul de semn zero iar biții semnificativi identici cu numărul binar natural corespunzător. Un număr negativ se reprezintă prin complementul lui unu al tuturor cifrelor binare din numărul pozitiv simetric (de ex. $N = 15$, codul este 001111, iar pentru $N = -15$ codul este $\overline{001111} = 110000$).

*Codul complementar (complementul lui doi)* este identic cu codul invers pentru numere pozitive. Codul pentru numere negative se obține cu relația $2^{n+1} - |N|$ (ex. $N = 15$, reprezentarea este 001111, iar $N = -15$ are codul $(2^{5+1} - 15)|_{10} = 1000000 - 1111 = 110001$). Bitul de semn este zero pentru numere pozitive şi unu pentru cele negative.

Codurile binar deplasat și complementar au proprietatea că suma a două numere cu module egale dar de semne contrare este zero, plus un transfer la stînga (ex. în cod complementar $(15 + (-15))|_{10} = 001111 + + 110001 = 1|000000$), ceea ce ușurează calculele matematice.

*Codul binar cu semn și amplitudine* atașează numărului binar natural, care reprezintă modulul numărului, un bit de semn unu sau zero, pentru semnele plus respectiv minus, pe poziția *MSB* (ex. $N = 15$. codul este 101111, $N = -15$ are codul 001111).

În afara codurilor prezentate, unele convertoare *D/A* și *A/D* operează în codurile invers deplasat, binar-zecimal cu semn și amplitudine. Cele mai folosite coduri sînt codurile binar natural, *BCD*, binar deplasat și complementar.

Un convertor *D/A* transformă un cod numeric într-o mărime analogică (tensiune, curent) proporțională cu echivalentul în sistem zecimal al numărului dat. Convertorul are o sursă de referință ($U_R$, $I_R$) care asigură suportul analogic al conversiei. Dacă mărimea de ieșire a convertorului *D/A* este o tensiune $U$, convertorul efectuează operația matematică de înmulțire:

$$U = N \cdot U_R. \qquad (11.1)$$

$N$ fiind numărul de convertit. Relația (11.1) reprezintă caracteristica de transfer statică a convertorului *D/A*.

Dacă numărul de intrare este dat în cod binar natural subunitar, echivalența (11.1) se poate scrie:

$$U = U_R \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot 2^{-i} = U_R(a_1 2^{-1} + + a_2 2^{-2} + \ldots + a_n 2^{-n}), \qquad (11.2)$$

caracteristica de transfer statică ideală fiind dată în figura 11.1 ($n = 4$). Rezoluția convertorului este 1 $LSB = 2^{-n}$, cu echivalentul analogic $r = U_R \cdot 2^{-n}$.

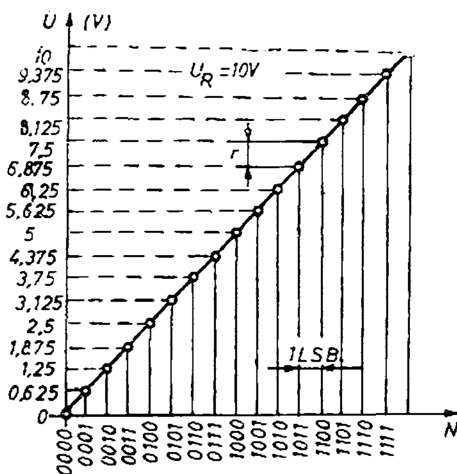



Fig. 11.1. Caracteristica statică de transfer ideală a unui convertor *D/A* cu patru biți în cod binar natural.

Erorile care determină precizia convertorului *D/A* se datoresc construc-

ției (comutatoare electronice, *AO*, comparatoare, elemente pasive), instabilității în timp a elementelor, variației temperaturii, variației parametrilor surselor de alimentare. Erorile se manifestă ca erori de zero, de proporționalitate, de liniaritate, de histerezis și de derivă (v. fig. 3.9).

Viteza de conversie a convertorului *D/A* este caracterizată de timpul de stabilire $T_s$, care este intervalul de timp dintre momentul aplicării codului digital la intrare și stabilirea, cu precizie determinată, a semnalului de ieșire. Timpul $T_s$ depinde de calitățile dinamice ale elementelor componente (comutatoare, *AO*), de numărul de biți ai codului și de precizia conversiei.

Convertoarele *D/A* se pot clasifica în convertoare directe și indirecte, la rîndul lor în convertoare paralel, serie și serie-paralel.

Convertoarele *D/A* sînt răspîndite sub formă integrată, performanțele atinse fiind remarcabile : coduri de intrare cu pînă la 16 biți, precizii ridicate ($\varepsilon_u \geqslant 0{,}0015\%$), timp de stabilire $T_s \geqslant 50$ μs.

## 11.1. CONVERTOARE D/A DIRECTE

Codul numeric se aplică la intrarea convertorului cu toți biții simultan (*D/A*) paralel sau succesiv (*D/A* serie), care comandă o serie de comutatoare electronice realizînd combinații de curenți și tensiuni care însumate dau mărimea de ieșire analogică, ce satisface relația (11.1).

### 11.1.1. CONVERTOARE D/A CU REZISTENȚE PONDERATE

Convertorul *D/A* cu rezistențe ponderate cuprinde o rețea de rezistențe *BR*, un grup de comutatoare electronice *BS* și un *AO* utilizat ca sumator. Valorile rezistențelor din figura 11.2 corespund codului binar natural. Biții $a_1, \ldots, a_n$ se aplică simultan, valoarea lor determină poziția comutatoarelor $S_k$ : ($a_k = 1$ — $S_k$ închis, $a_k = 0$ — $S_k$ deschis).

Curentul $I_k$ în starea închisă a lui $S_k$ este $I_k = -U_R/(2^{k-1}R)$, iar în stare deschisă este zero, deci pentru orice valoare $a_k$ :

$$I_k = a_k \frac{-U_R}{2^{k-1}R}.$$

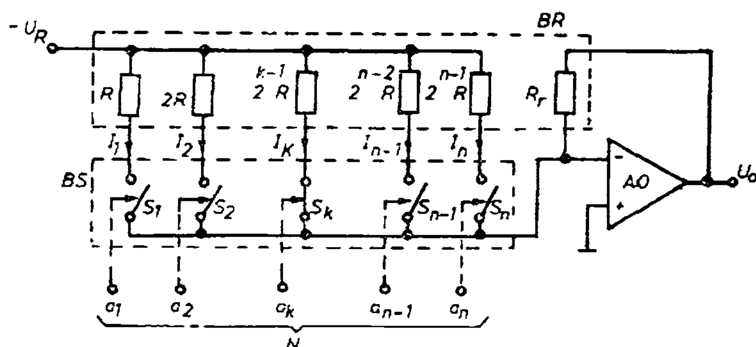



**Fig. 11.2.** Schema de principiu a convertorului *D/A* cu rezistențe ponderate pentru cod binar natural.

Tensiunea la ieșirea $AO$ se obține prin însumarea curenților parțiali:

$$U_0 = -R_r \sum_{k=1}^{n} I_k = \frac{2R_r U_R}{R} \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k} = \frac{2R_r U_R}{R} N. \qquad (11.3)$$

Similar se obține și un convertor $D/A$ pentru cod binar-zecimal, construind rețeaua de rezistențe ponderate în tetrade cu valorile în raportul 8—4—2—1, 4—2—2—1, 2—4—2—1 ș.a. (funcție de codul BCD a numărului de la intrare), iar decadele se iau în scară multiplu de zece.

Eroarea de conversie se poate exprima prin suma:

$$\varepsilon_{U_0} = 2\frac{V_{DI}}{U_R} + \frac{I_{DI}R}{2U_R} + 2\frac{R_r}{R} N \varepsilon_{U_R} + \frac{2R_r}{R} \sum_{k=1}^{n} (\varepsilon_{R_r} + \varepsilon_{R_k}) a_k 2^{-k} + \frac{\Delta U}{U_R}, \qquad (11.4)$$

unde $V_{DI}$ și $I_{DI}$ sînt tensiunea și curentul de decalaj al $AO$, $\Delta U$ — căderea de tensiune pe comutator în stare închisă, $\varepsilon_{U_R}$, $\varepsilon_{R_r}$ și $\varepsilon_{R_k}$ sînt erorile de stabilitate și construcție ale sursei de referință și a rezistențelor $R_r$ respectiv $R_k$. Pentru micșorarea erorilor de temperatură rețeaua de rezistențe formează un bloc izoterm $BR$, iar comutatoarele blocul izoterm $BS$.

Deși numărul de rezistențe ale schemei este mic, valoarea lor însumată este $R(1 + 2 + 2^2 + \ldots + 2^{n-1}) = R(2^n - 1)$, care pentru $n = 12$ biți înseamnă 4095 $R$, ceea ce constituie un neajuns. Precizia acestui tip de convertor $D/A$ este de ordinul a 0,1%.

### 11.1.2. CONVERTOARE D/A CU REȚEA R-2R

Blocul de rezistențe $BR$ cuprinde numai valorile nominale $R$ și $2R$ ($R = 10—50$ kΩ). Schema (fig. 11.3) are particularitatea că în oricare nod $k$ al rețelei de rezistențe se întîlnesc trei brațe cu rezistențele echivalente egale cu $2R$. Pentru $a_k = 1$ comutatorul $S_k$ face legătura cu tensiunea de referință $U_{R1}$, iar pentru $a_k = 0$ cu $U_{R2}$. Astfel curentul din ramura $k$ este:

$$I_k = \frac{a_k U_{R1} + \bar{a}_k U_{R2}}{3R}. \qquad (11.5)$$

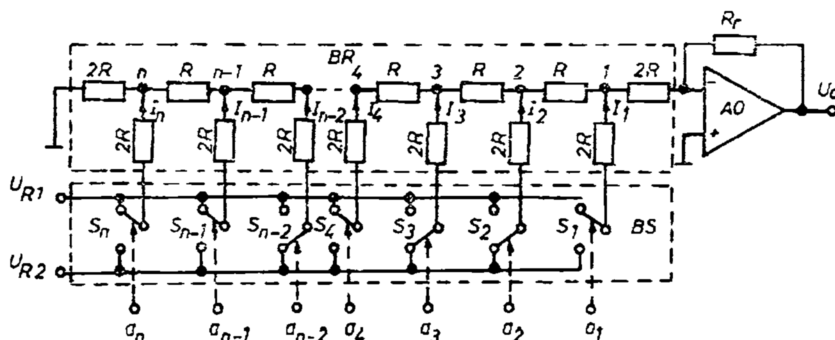



Fig. 11.3. Convertor $D/A$ cu rețea $R - 2R$.

Curenţii din ramuri se divid în două în fiecare nod, contribuţia rangurilor 1, 2, ..., $n$ la curentul din punctul de însumare al $AO$ este $I_1/2$, $I_2/2^2$, ... ..., $I_n/2^n$. Rezultă că tensiunea la ieşirea convertorului este:

$$U_0 = -R_r \sum_{k=1}^{n} I_k = -\frac{R_r}{3R} \sum_{k=1}^{n} \frac{a_k U_{R1} + \bar{a}_k U_{R2}}{2^k}. \tag{11.6}$$

Alegînd în mod convenabil tensiunile de referinţă convertorul admite la intrare diferite coduri binare uni- sau bipolare:

*a)* Pentru codul binar natural $U_{R1} = -U_R$, $U_{R2} = 0$, din relaţia (11.6) rezultă:

$$U_0 = \frac{U_R R_r}{3R} \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k} = \frac{U_R R_r}{3R} N. \tag{11.7}$$

*b)* În cod binar cu semn şi amplitudine $U_{R2} = 0$. Pentru bitul de semn 1 se conectează $U_{R1} = -U_R$ şi pentru bitul de semn 0, $U_{R1} = +U_R$, rezultînd tot relaţia (11.7).

*c)* În cod binar invers pentru bitul de semn 0 se procedează la fel ca mai înainte ($U_{R2} = 0$, $U_{R1} = -U_R$), pentru bitul de semn 1 (numere negative), se stabileşte $U_{R1} = 0$, $U_{R2} = U_R$, obţinîndu-se pentru numere pozitive relaţia (11.7), iar pentru cele negative:

$$U_0 = -\frac{U_R R_r}{3R} \sum_{k=1}^{n} \bar{a}_k 2^{-k}. \tag{11.8}$$

Analiza convertorului $D/A$ cu reţea $R-2R$ conduce la concluzia că eroarea de conversie este similară convertorului cu rezistenţe ponderate (relaţia (11.4)).

Viteza de conversie este limitată de procesele tranzitorii în capacităţile parazite ale comutatoarelor, la saltul de potenţial de la $U_{R1}$ la $U_{R2}$ şi invers.

Viteza de conversie se poate mări utilizînd convertoarele $D/A$ cu reţea $R-2R$ inversă (fig. 11.4). Tensiunea de referinţă este aplicată reţelei de rezistenţe cu rezistenţa echivalentă $R$, sursa de referinţă debitînd curentul $I = U_R/R$. În fiecare nod curenţii se divid în două:

$$I_1 = I/2,\ I_2 = I/2^2,\ \ldots,\ I_n = I/2^n.$$

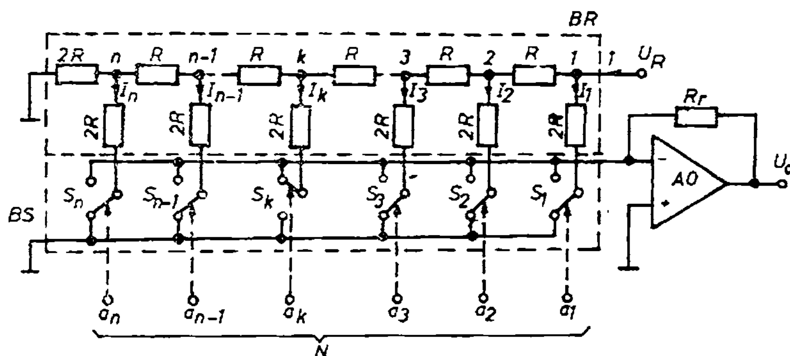



**Fig. 11.4. Convertor $D/A$ cu reţea $R - 2R$ inversă pentru cod binar natural.**

Comutatoarele conectează curenții $I_k$ fie la punctul de însumare al $AO$ ($a_k = 1$), fie la masă ($a_k = 0$). Comutatoarele comută curenți constanți, prin care scade durata proceselor tranzitorii.

Tensiunea de ieșire a convertorului $D/A$ este :

$$U_0 = -R_r \sum_{k=1}^{n} a_k I_k = \frac{U_R R_r}{R} \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k}, \tag{11.9}$$

relație valabilă dacă numărul este introdus în cod binar natural. Cu unele modificări convertorul poate accepta și coduri bipolare.

### 11.1.3. CONVERTOARE D/A CU REȚELE DE REZISTENȚE PENTRU CODURI BCD

Pe un principiu similar convertoarelor $D/A$ cu rețea $R-2R$ s-au realizat convertoare speciale pentru codurile $BCD$. În figura 11.5. $a$ se prezintă un convertor $D/A$ cu rețea de rezistențe pentru cod $BCD$—4221. Rezistențele sînt grupate în $(n-1)$ decade identice ($D_2$, $D_3$, ..., $D_n$) și o decadă din care lipsește rezistența transversală $5/3R(D_1)$. Coeficienții binari $a_{k1}$, ..., $a_{k4}$ ai codului comandă deschiderea ($a_{kj} = 1$) sau închiderea ($a_{kj} = 0$) comutatoarelor inferioare corespunzătoare (comutatoarele superioare vor dobîndi stările complementare). Tensiunea rezultantă $U_0$ se culege de pe șirul de rezistențe $R$ inferioare. Rezistențele transversale se pot recalcula și adapta la coduri $BCD$ cu alte ponderi.

Ultima decadă ($D_n$) are schema dată în figura 11.5, $b$ pentru $a_{n1} = a_{n2} = a_{n3} = a_{n4} = 1$, dar calculele rămîn valabile pentru orice combinație a lor. Dacă $i_n$ este curentul ce intră în ultima decadă, acesta se divide în două în nodul $c$ și iar în două în nodul $d$. Astfel căderea de tensiune pe rezistențele inferioare este :

$$U_n = Ri_n + R\frac{i_n}{2} + R\frac{i_n}{2} + R\frac{i_n}{4},$$

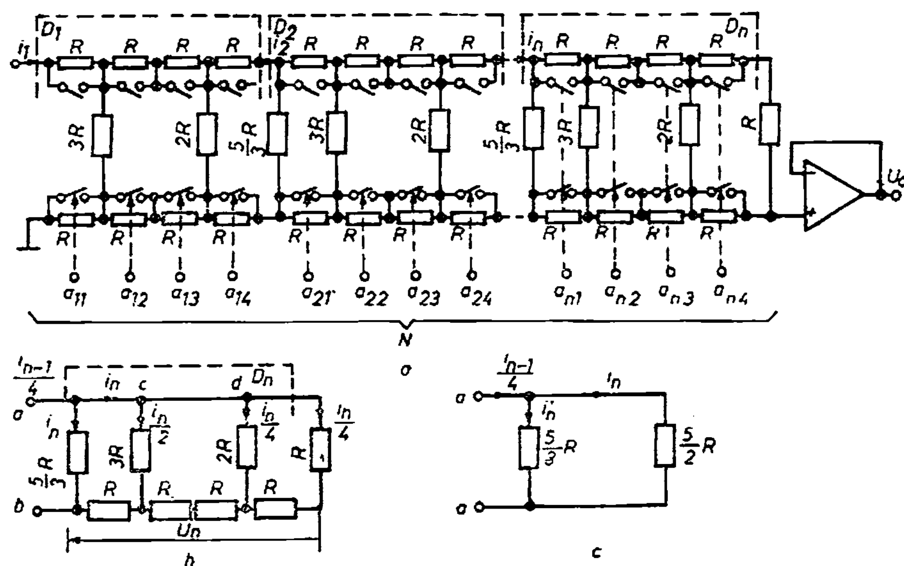



**Fig. 11.5. Schema de principiu a unui convertor $D/A$ cu rețea rezistivă pentru cod BCD-4221.**

de unde la valorile oarecare ale coeficienţilor binari rezultă :

$$U_n = \frac{R}{4} i_n(4a_{n1} + 2a_{n2} + 2a_{n3} + a_{n4}), \tag{11.10}$$

adică se obţine chiar conversia codului *BCD* în cod zecimal.

Rezistenţa echivalentă a decadei $D_n$ la bornele $a-b$ (fig. 11.5. *c*), împreună cu rezistenţa $R$ de la intrarea *AO*, este $R_{ab} = R$. Deoarece şi decadele ce preced decada $D_n$ sînt identice cu ultima, curentul la intrarea decadei $D_n$ este $i_{n-1}/4$. Astfel se pot scrie relaţiile :

$$\frac{i_{n-1}}{4} = i_n + i_n' = i_n + \frac{3}{2} i_n = \frac{5}{2} i_n,$$

de unde

$$i_{n-1} = 10 i_n, \tag{11.11}$$

deci curentul prin fiecare decadă superioară este de zece ori mai mare decît în decada inferioară. Curentul $i_1$ de la intrarea schemei este

$$i_1 = \frac{2U_R}{5R}. \tag{11.12}$$

Generalizînd relaţia (11.11) şi utilizînd relaţia (11.12), tensiunea de la ieşirea convertorului *D/A* este :

$$U_0 = \frac{R}{4} \sum_{k=1}^{n} i_k(4a_{k1} + 2a_{k2} + 2a_{k3} + a_{k4}) = \frac{10R}{4} i_1 \sum_{k=1}^{n} (4a_{k1} + 2a_{k2} + 2a_{k3} + a_{k4})10^{-k} = U_R N. \tag{11.13}$$

### 11.1.4. CONVERTOARE D/A SERIE

Convertoarele *D/A* serie au mult mai puţine componente decît cele paralele. La baza funcţionării stă conversia succesivă a biţilor (începînd cu *LSB*) în tensiune şi memorarea rezultatului, conversia desfăşurîndu-se în ritmul impus de un generator de tact. În general în prima parte a tactului are loc adunarea tensiunilor (conversia precedentă cu cea actuală) aplicate la intrarea unui sumator şi divizarea acestei sume cu doi. În a doua parte a tactului tensiunea rezultată se memorează, în scopul utilizării sale la următorul tact de conversie.

Cele mai răspîndite sînt convertoarele serie cu eşantionare-memorare şi convertoarele *D/A* ciclice. Complexitatea schemei este independentă de numărul de biţi ai codului aplicat. Viteza de conversie este mult mai mică decît la convertoarele *D/A* paralel, deoarece conversia are loc în $(n + 1)$ tacte.

Convertorul cu eşantionare-memorare (fig. 11.6) conţine două unităţi de memorare cu condensator şi *AO* (*SH*) şi comutatoare electronice analogice. La semnal de comandă logic unu comutatoarele sînt închise, iar la logic zero — deschise.

În prima parte a tactului $T_k$ ($f_T = 1$) unitatea *SH1* însumează tensiunea $a_{n-k+1}U_R$ cu tensiunea de ieşire $U_2$ a lui *SH2*, egală cu tensiunea rezultată după conversia a $(k - 1)$ biţi precedenţi, se împarte la doi şi se memorează

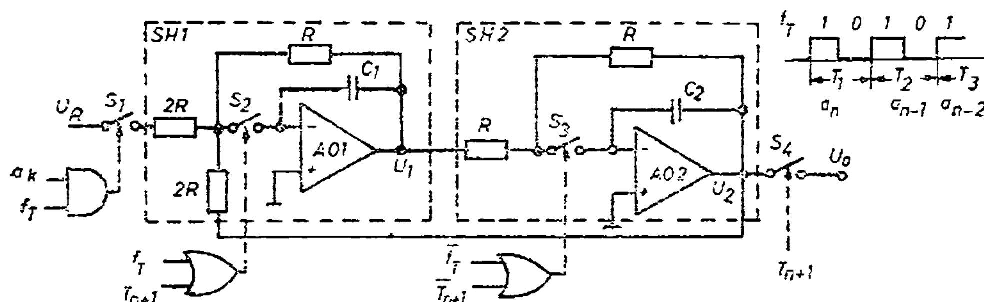



Fig. 11.6. Schema unui convertor $D/A$ serie cu eşantionare-memorare.

în condensatorul $C_1$. În partea a doua a tactului ($\bar{f}_T = 1$) prin închiderea comutatorului $S_3$ tensiunea condensatorului $C_1$ se transferă la $C_2$ în care se memorează tensiunea :

$$U_{2k} = \frac{1}{2}\left(U_{2(k-1)} + a_{n-k+1} U_R\right). \tag{11.14}$$

La sfîrşitul celor $n$ tacte ale conversiei, tensiunea finală se obţine prin aplicarea relaţiei (11.14) de $n$ ori, ştiind că $U_{20} = 0$ :

$$U_{2n} = U_R \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k} = U_R N. \tag{11.15}$$

relaţie valabilă pentru codul binar natural.

În prima parte a tactului $n + 1$ ($T_{n+1} = 1$) prin comutatorul $S_4$ rezultatul conversiei se transferă la ieşire, iar în partea a doua a aceluiaşi tact ($\bar{T}_{n+1} = 1$) prin închiderea simultană a lui $S_2$ şi $S_3$ condensatoarele de memorare se descarcă, fiind pregătite pentru o nouă conversie.

Convertorul $D/A$ ciclic are principiul de funcţionare similar celui precedent.

Eroarea limită de conversie se poate exprima prin relaţia :

$$\varepsilon_{U_0} = \varepsilon_{U_R} + 4\varepsilon_d + 2\varepsilon_{din} + \frac{V_{DI} + I_{DI}R/2}{U_R}, \tag{11.16}$$

unde $\varepsilon_{U_R}$ şi $\varepsilon_d$ sînt eroarea de stabilitate a sursei de tensiune de referinţă respectiv a factorului de divizare al divizorului rezistiv de la intrarea $AO1$, iar $\varepsilon_{din}$ — eroarea dinamică admisibilă a convertorului $D/A$.

Precizia convertoarelor $D/A$ serie ajunge chiar la 0,05%, iar timpul de stabilire este de ordinul a 100—200 µs.

## 11.2. CONVERTOARE D/A INDIRECTE

Codul digital de la intrare se converteşte într-o mărime intermediară, care apoi se va transforma în mărimea analogică dorită. Timpul de stabilire este mult mai mare decît la convertoarele $D/A$ directe. Avantajul schemelor indirecte este volumul redus de componente analogice.

Mărimea intermediară analogică este un şir de impulsuri cu lăţimea sau densitatea pe un interval de timp constant proporţionale cu numărul aplicat la intrare. Valoarea medie a şirului de impulsuri, care constituie rezultatul conversiei $D/A$, se pune în evidenţă cu un filtru trece-jos.

Fig. 11.7. Convertor $D/A$ indirect cu modularea lățimii impulsurilor.

În figura 11.7 se prezintă un convertor $D/A$ la care mărimea intermediară este un șir de impulsuri de tensiune cu lățime variabilă. Registrul $RG$ se încarcă cu codul paralel de $n$ biți, în urma căreia ieșirile $Q_k$ vor fi la același nivel logic ca coeficienții $a_k$ respectivi.

La intrarea numărătorului direct $CT$ se aplică impulsuri cu frecvența de tact $f_T$, conținutul numărătorului crescînd cu o unitate la fiecare impuls. Cînd toate rangurile $Q_k$ ale numărătorului ajung la valoarea maximă, la primul impuls de tact se anulează conținutul său și $\bar{Q}_1$ trece de la valoarea 0 la 1, care poziționează circuitul basculant monostabil $S$. Pînă cînd numărul din $CT$ este mai mic decît cel al registrului, ieșirea comparatorului digital este în stare logică zero și astfel circuitul basculant $RS$ este menținut în stare zero ($\bar{Q} = 1$). Prin comutatorul închis $S_2$ se aplică la filtru tensiunea de referință $U_R$.

În momentul coincidenței conținuturilor $RG$ și $CT$ comparatorul digital basculează în stare unu, poziționînd bistabilul, prin care comutatorul $S_1$ se închide și cuplează la intrarea filtrului potențialului zero al masei. Momentul acestei treceri delimitează intervalul de timp $T$, raportul $T/T_m$ fiind proporțional cu numărul $N$ de la intrare (dacă $N$ este în cod binar natural cu $n$ biți, atunci $T_m = 2^n/f_T$). După trecerea intervalului $T_m$, conținutul numărătorului $CT$ este iarăși maxim și ciclul de conversie al numărului în interval de timp se reia identic.

Eroarea de conversie statică se datorește sursei de referință ($\varepsilon_{U_R}$), $AO$ repetor de tensiune și pulsației tensiunii de ieșire din filtrul trece-jos și este dată de relația:

$$\varepsilon_{U_0} = \varepsilon_{U_R} + \frac{V_{DI}}{U_R} + \frac{2^n}{8\tau f_T}, \tag{11.17}$$

unde $\tau = RC$ este constanta de timp a filtrului. Eroarea de pulsație (ultimul termen) se poate micșora prin creșterea lui $\tau$ sau a frecvenței de tact, dintre care prima duce la creșterea gabaritului filtrului, iar a doua măsură este limitată de viteza de lucru a numărătorului și a comutatoarelor.

Precizia convertorului $D/A$ prezentat poate atinge 0,05%, iar timpul de stabilire cîteva milisecunde.

# 12
# CONVERTOARE ANALOG-DIGITALE

Convertoarele $A/D$ transformă un interval, în care mărimea analogică poate avea o infinitate de valori, într-o mulțime finită de valori numerice. Operația se numește *cuantizare*, fiind echivalentă cu o *codificare*.

## 12.1. CONVERTOARE A/D – CLASIFICARE

*Conversia* $A/D$ constă în compararea tensiunii analogice de intrare $U_x$ cu o tensiune de referință $U_R$, rezultatul fiind numărul subunitar $N$, care aproximează raportul $U_x/U_R$. În cazul codului binar natural prin conversia $A/D$ rezultă numărul $N = \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k} \approx U_x/U_R$. Indiferent de codul considerat, două valori învecinate ale numerelor $N$ diferă prin 1 $LSB$, care are corespondentul analogic – cuanta $q$. Rezoluția convertoarelor $A/D$ este egală cu o cuantă. În codul binar cu n biți cuanta este $q = U_R 2^{-n}$.

Convertorul $A/D$ introduce o eroare de metodă intrinsecă – eroarea de cuantizare :

$$\Delta_e = U_x - N'q, \tag{12.1}$$

$N'q$ fiind nivelul de cuantizare cel mai apropiat de valoarea $U_x$.

Funcție de modul de determinare a lui $N'$, rezultatul conversiei poate fi $N = N'$ sau $N = N' \pm 1$, deci eroarea de cuantizare poate lua orice valoare aleatoare între $-\frac{q}{2}$ și $\frac{q}{2}$, respectiv $\left(1 - \frac{1}{2}\right) q$ și $\left(1 + \frac{1}{2}\right) q$.

Eroarea de cuantizare, numită și zgomot de cuantizare, avînd caracter întîmplător poate fi caracterizată, pentru $q \ll U_{x\,max}$, de eroarea medie pătratică $\sigma_e = q/\sqrt{12}$. Eroarea de cuantizare se poate micșora numai prin micșorarea cuantei, adică mărirea numărului de biți ai codului. De exemplu eroarea de cuantizare raportată la intervalul de conversie maxim este de 3,11% pentru $n = 4$ și 0,0488% pentru $n = 10$ biți.

Conversia $A/D$ este supusă și erorii instrumentale, datorită elementelor pasive și active analogice. Erorile instrumentale sînt independente de numărul de biți ai codului utilizat. Eroarea totală a convertoarelor $A/D$ se dă fie sub formă de eroare globală, fie ca suma distinctă a celor două tipuri de erori.

Regimul dinamic al convertoarelor $A/D$ este caracterizat de *timpul de conversie* $T_c$, definit ca intervalul de timp dintre momentul începerii conversiei și obținerea rezultatului digital $N$. Viteza de conversie este invers proporțională cu timpul de conversie și se exprimă în *număr de conversii pe secundă.*

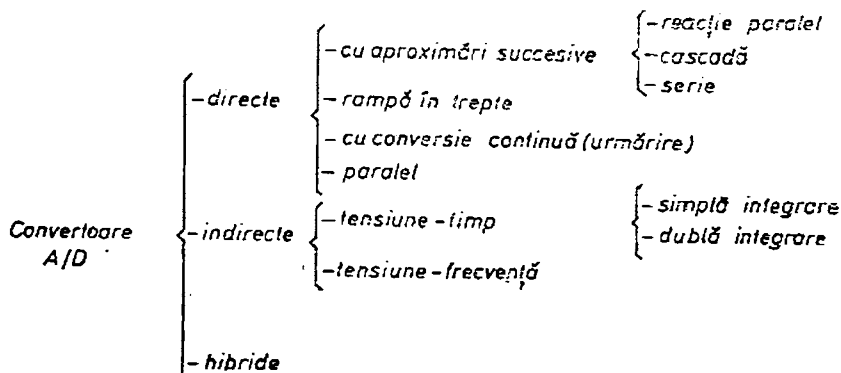



Fig. 12.1. Clasificarea convertoarelor $A/D$.

Mărimea analogică de intrare este întotdeauna tensiune electrică continuă, convertoarele $A/D$ fiind construite pentru tensiuni nominale de $\pm 5$ V și $\pm 10$ V. Codurile binare cele mai utilizate sînt *codul binar natural*, *binar deplasat*, *complementar* și *BCD*.

O clasificare a convertoarelor $A/D$ se poate face din punct de vedere al modului de prelucrare a semnalului analogic (fig. 12.1):

— $A/D$ directe convertesc nemijlocit tensiunea în cod numeric;

— $A/D$ indirecte convertesc tensiunea analogică în durată sau frecvența unor impulsuri, transformate ulterior în cod;

— $A/D$ hibride combină cele două tehnici de conversie.

## 12.2. CONVERTOARE A/D DIRECTE

### 12.2.1. CONVERTOARE A/D CU APROXIMĂRI SUCCESIVE CU REACȚIE PARALEL

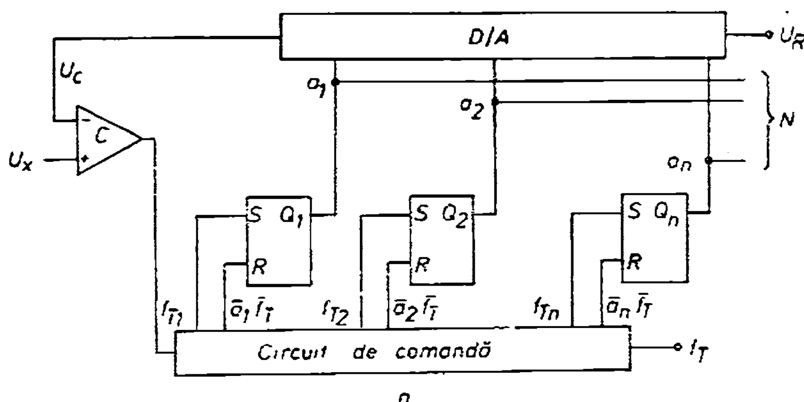
Convertoarele $A/D$ cu aproximări succesive sînt cele mai răspîndite tipuri de convertoare directe datorită bunei lor precizii, vitezei de conversie mari și volumului rezonabil de componente.

Schema generală (fig. 12.2, *a*) este aceeași pentru oricare cod utilizat (binar natural, *BCD*, complementar, binar deplasat), iar convertorul $D/A$ va fi compatibil cu respectivul cod. Circuitele basculante bistabile *(CBB) RS* sînt poziționate și repuse în stare zero de circuitul de comandă. Funcționarea schemei se prezintă pentru codul binar natural (fig. 12.2, *b*), ea fiind identică pentru oricare alt cod.

Aproximarea succesivă se bazează pe observația că la un număr în sistem de numerație ponderat, ca cel binar natural $N = \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k}$, oricare cifră diferită de zero dintr-un rang superior este mai mare decît suma tuturor rangurilor inferioare:

$$2^{-i} > \sum_{k=i+1}^{n} a_k 2^{-k}. \qquad (12.2)$$

Conversia se produce în ritmul frecvenței de tact $f_T$. În prima parte a tactelor ($\dot{f}_T$) se poziționează succesiv *CBB*, începînd cu *MSB*, iar în a doua




a

| Nr. tact | Starea CBB ($f_T$) $Q_1$ | $Q_2$ | $Q_3$ | $Q_n$ | Tensiunea convertorului D/A $U_c$ | $U_x - U_c$ | Decizie pentru $a_k$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | $U_R 2^{-1}$ | + | $a_1 = 1$ |
| | | | | | | − | $a_1 = 0$ |
| 2 | $a_1$ | 1 | 0 | 0 | $U_R(a_1 2^{-1} + 2^{-2})$ | + | $a_2 = 1$ |
| | | | | | | − | $a_2 = 0$ |
| 3 | $a_1$ | $a_2$ | 1 | 0 | $U_R(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + 2^{-3})$ | + | $a_3 = 1$ |
| | | | | | | − | $a_3 = 0$ |
| ⋮ | | | | | | | |
| n | $a_1$ | $a_2$ | $a_3$ | 1 | $U_R(\sum_{k=1}^{n-1} a_k 2^{-k} + 2^{-n})$ | + | $a_n = 1$ |
| | | | | | | − | $a_n = 0$ |

b

**Fig. 12.2. Convertor A/D cu aproximări succesive cu reacție paralel :**
*a* — schema de principiu ; *b* — modul de determinare succesivă a coeficienților binari.

parte ($\bar{f}_T$), funcție de semnul diferenței $U_x - U_c$, starea unui a CBB se menține sau se anulează (decizia este impusă de comparatorul C și circuitul de comandă).

Conversia completă se efectuează în $n$ tacte ($n$ — numărul de biți ai codului), după ultimul tact obținîndu-se aproximarea

$$U_x \approx U_R \sum_{k=1}^{n} a_k 2^{-k}.$$

Eroarea de conversie depinde de precizia convertorului D/A și sensibilitatea comparatorului ; convertoarele A/D cu aproximări succesive cu 12 biți pot avea precizii de 0,025%.

Timpul de conversie pentru $n$ biți este $T_c = n/f_T$. Frecvența de tact este limitată de timpul de stabilire al convertorului D/A pentru fiecare bit convertit și de timpul de basculare completă a comparatorului. Convertorul

$D/A$ fiind considerat un element de ordinul unu, cu constantă de timp $\tau$, timpul de stabilire a tensiunii $U_c$, cu eroare de $2^{-n}/2$ este:

$$T_s = (n + 1)\tau \ln 2, \tag{12.3}$$

iar frecvența maximă de tact $f_{Tmax} = 1/T_s$. Astfel timpul de conversie este $T_c = n(n + 1)\tau \ln 2$.

Ciclul de conversie este mai lung decît timpul de conversie, întrucît în afara lui $T_c$ mai cuprinde timpii necesari transferului rezultatului și aducerii convertorului în starea inițială nulă. Convertoarele $A/D$ cu aproximări succesive integrate au, pentru 12 biți, timpi de conversie de 5—40 μs.

Principalul inconvenient al convertoarelor $A/D$ cu aproximări succesive este slaba rejecție a semnalelor perturbatoare.

### 12.2.2. CONVERTOARE A/D CU TENSIUNE RAMPĂ ÎN TREPTE

Convertorul cuprinde un numărător direct $CT$, un convertor $D/A$ în reacție, un comparator $C$ și un circuit de comandă de coordonare a pașilor conversiei (fig. 12.3).

Numărătorul își mărește conținutul cu un bit la fiecare impuls de tact, iar convertorul $D/A$ are la ieșirea sa o tensiune $U_c$ liniar variabilă în trepte, al căror pas este $\Delta U_c = U_R \cdot LSB$. Numărătorul $CT$ primește impulsuri de

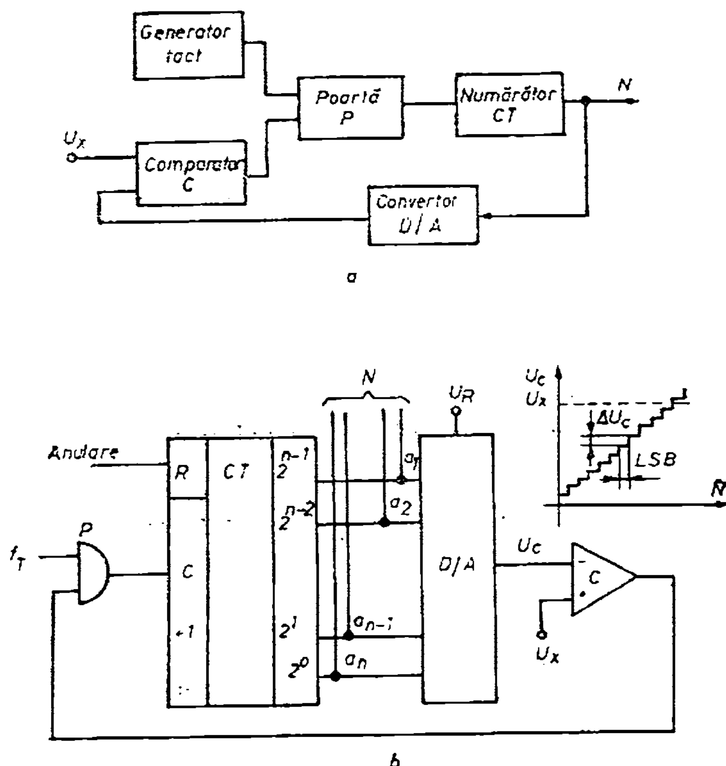



**Fig. 12.3. Convertor $A/D$ cu tensiune rampă în trepte:**
*a* — schema funcțională; *b* — schema de principiu.

tact prin poarta $P$ pînă în momentul cînd tensiunea $U_c$ atinge nivelul tensiunii de măsurat $U_x$. Cînd $U_c \geqslant U_x$ ieșirea comparatorului își schimbă starea $(1 \rightarrow 0)$ blocînd poarta $P$; starea celor $n$ ieșiri ale numărătorului reprezintă rezultatul conversiei în codul numeric considerat.

Se poate efectua o nouă conversie după transferul numărului $N$ într-un registru și anularea numărătorului.

Timpul de conversie, pentru o frecvență de tact dată, depinde de tensiunea măsurată. Timpul de conversie maxim este $T_{cmax} = N_{max}/f_T$.

### 12.2.3. CONVERTOARE A/D CU CONVERSIE CONTINUĂ

Convertorul $A/D$ cu conversie continuă, numit și convertor cu urmărire (fig. 12.4, *a*), menține în permanență legătura cu tensiunea de măsurat $U_x$ pe care o compară cu tensiunea de ieșire $U_c$ a convertorului $D/A$ de reacție. Funcție de rezultatul comparației numărătorul reversibil numără direct sau invers impulsurile de frecvență $f_T$, ale unui generator $G$.

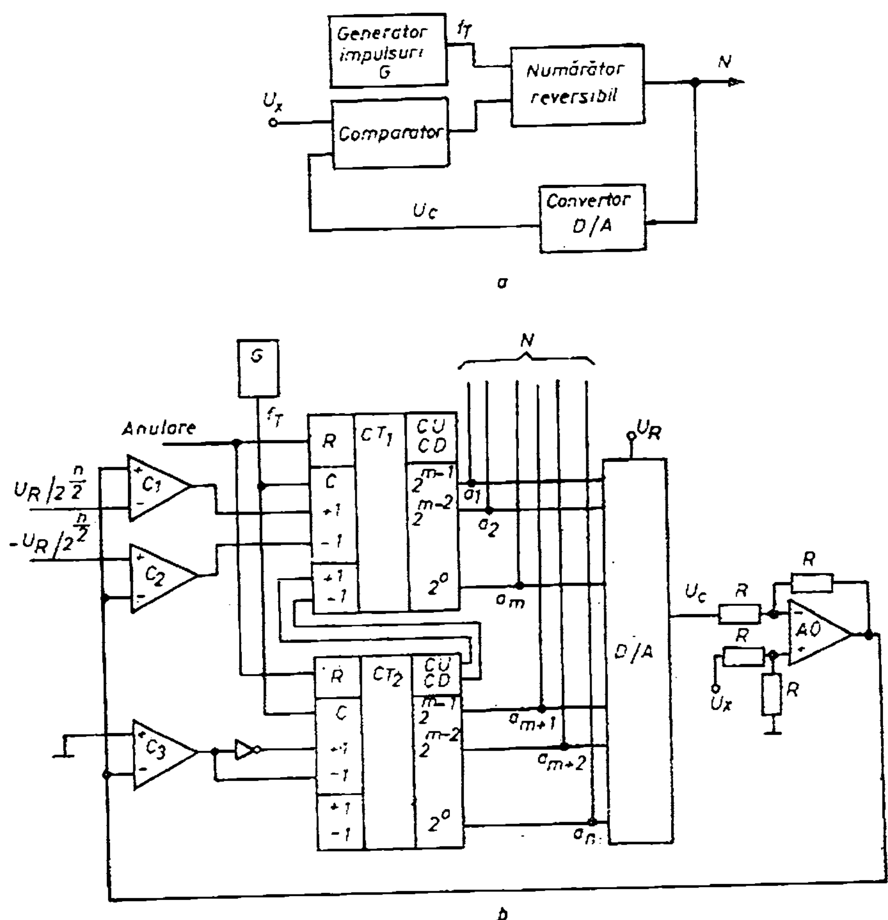



**Fig. 12.4.** Convertor *A/D* binar cu conversie continuă (urmărire):
*a* — schema funcțională; *b* — schema de principiu.

Amplificatorul operațional $AO$ (fig. 12.4, *b*), în montaj de amplificator diferențial, are tensiunea de ieșire $U_0 = U_x - U_c$. Numărătorul reversibil $CT_1$ determină primii $m = n/2$ biți ai numărului $N$, (treaptă „brută"), iar $CT_2$ ultimii $m$ biți (treaptă „fină").

Pentru tensiuni $U_x - U_c > U_R/2^{n/2}$ comparatorul $C_1$ comandă numărarea directă a impulsurilor în $CT_1$, iar pentru $U_x - U_c < - U_R/2^{n/2}$ comparatorul $C_2$ comandă reversarea numărătorului $CT_1$. Comparatorul $C_3$ comandă adunare la conținutul lui $CT_2$ pentru oricare valoare $U_x - U_c > 0$ și scădere pentru $U_x - U_c < 0$.

Cînd diferența $U_x - U_c$ se află în intervalul $(-U_R/2^{n/2}, U_R/2^{n/2})$, intrarea numărătorului „brut" $CT_1$ se blochează. Numărătorul „fin" $CT_2$ va număra direct sau invers, iar dacă numărul de impulsuri depășește capacitatea sa de $(2^m - 1)$, acesta va transfera un bit la $CT_1$ prin $CU$ sau va împrumuta un bit de la $CT_1$ prin $CD$. Conversia continuă pînă la micșorarea diferenței $U_x - U_c$ sub pragul de sensibilitate al comparatorului $C_3$.

Orice modificare a tensiunii de intrare declanșează reluarea conversiei pînă la restabilirea echilibrului, deci corectarea numărului $N$.

Eroarea de conversie se compune din eroarea convertorului $D/A$, decalajul de tensiune al $AO$ și eroarea datorată pragului de sensibilitate limitat al comparatorului $C_3$ (erorile totale sînt de ordinul a 0,1 —0,2%, pentru 12 biți).

Timpul de conversie depinde de mărimea variației tensiunii de intrare și este maxim pentru saltul $N_{max} = 11...111$ :

$$T_{cmax} = (2^n - 1)/f_T. \tag{12.4}$$

Convertoarele $A/D$ de acest tip sînt potrivite pentru urmărirea continuă a tensiunilor $U_x$ cu variație în timp. Viteza de variație admisibilă a lui $U_x$ este limitată de viteza de variație a tensiunii de comparație $U_c$, condiția matematică fiind :

$$\left(\frac{dU_x}{dt}\right)_{max} \leqslant \frac{U_{xmax}}{2^n} f_T. \tag{12.5}$$

### 12.2.4. CONVERTOARE A/D ÎN CASCADĂ

Convertoarele $A/D$ în cascadă fac parte din categoria convertoarelor cu aproximări succesive asincrone. Spre deosebire de tipurile precedente convertoarele $A/D$ în cascadă nu au în reacție un convertor $D/A$ și nu necesită generator de tact pentru efectuarea conversiei.

Schema din figura 12.5 cuprinde etaje identice, conectate în cascadă, ceea ce permite realizarea sa ușoară atît ca monolit integrat cît și din elemente discrete. Un etaj cuprinde un comparator $C_k$, un comutator electronic $S_k$ și un amplificator operațional $AO_k$ în montaj de amplificator diferențial. Algoritmul conversiei constă în evaluarea succesivă a semnului diferențelor dintre tensiunile $U_k$ obținute în urma determinării coeficienților $a_1, a_2, ..., a_{k-1}$, multiplicate cu 2 și tensiunea de referință $U_R/2$. Dacă diferența $(U_k - U_R/2)$ este pozitivă comparatorul $C_k$ are ieșirea în stare unu ($a_k = 1$) și comandă comutatorul $S_k$ să aplice la intrarea $AO_k$ tensiunea $U_R/2$. Dacă diferența este negativă, rezultă $a_k = 0$ și la $AO_k$ se aplică potențialul masei.

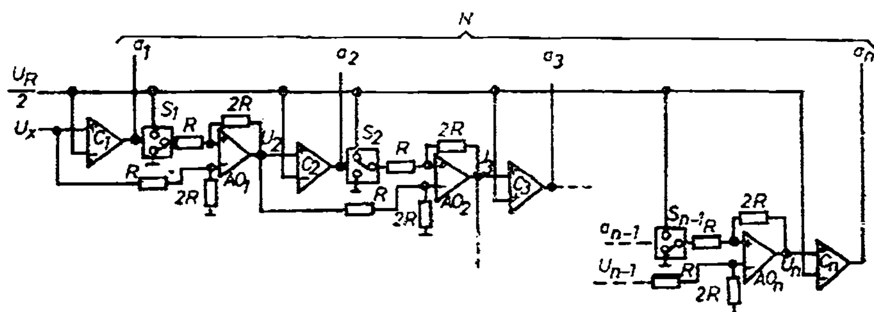



Fig. 12.5. Convertor $A/D$ în cascadă pentru cod binar natural.

Aplicînd succesiv algoritmul de calcul, pornind de la $k = 1$ ($U_1 = U_x$), se obțin următoarele relații :

$k = 1$ $U_1 = U_x$ decizie $a_1$ ;

$k = 2$ $U_2 = 2(U_1 - a_1U_R/2) = 2(U_x - a_1U_R/2)$ decizie $a_2$ ;

$k = 3$ $U_3 = 2(U_2 - a_2U_R/2) = 2^2[U_x - (2a_1 + a_2)U_R/2^2]$ decizie $a_3$;

$\vdots$

$k = n$ $U_n = 2(U_{n-1} - a_{n-1}U_R/2) = 2^{n-1}(U_x - U_R\sum_{k=1}^{n-1} a_k2^{-k})$ decizie $a_n$.

Din ultima relație se poate observa că prin determinarea ultimului coeficient binar s-a obținut de fapt aproximarea tensiunii $U_x$ cu tensiunea $U_R\sum_{k=1}^{n} a_k2^{-k}$ suma reprezentînd rezultatul conversiei în cod binar natural.

Algoritmul de conversie s-a urmărit începînd cu determinarea $MSB$.

Eroarea de conversie depinde în special de erorile comparatoarelor și cele ale amplificatoarelor operaționale.

Timpul de conversie se obține prin însumarea timpilor de răspuns ale amplificatoarelor operaționale (neglijînd timpii de comutație ai comparatoarelor și comutatoarelor) :

$$T_{cmax} = \frac{1}{2\pi f_0}\,\frac{n(n-1)}{2}\ln 2, \tag{12.6}$$

unde $n$ este numărul rangurilor codului binar iar $f_0$ — frecvența de tăiere a $AO$.

Convertorul din figura 12.5 convertește numai tensiuni pozitive. Cu unele completări se pot converti tensiuni de ambele polarități. De exemplu prin introducerea unui comparator suplimentar pentru bitul de semn, a cărei stare să comande legarea la bara tensiunii de referință a lui $+U_R/2$ pentru $U_x > 0$ și a lui $-U_R/2$ pentru $U_x < 0$, se obține un convertor $A/D$ în cod invers (complementul lui unu).

### 12.2.5. CONVERTOARE A/D PARALEL

Sînt cele mai rapide convertoare $A/D$. Tensiunea de referință $U_R$ este divizată în $2^n$ praguri egale $q = U_R/2^n$ ($q$ — quanta) cu o rețea de rezistențe egale $R$ înseriate. La cele $2^n - 1$ comparatoare se aplică tensiunea de mă-

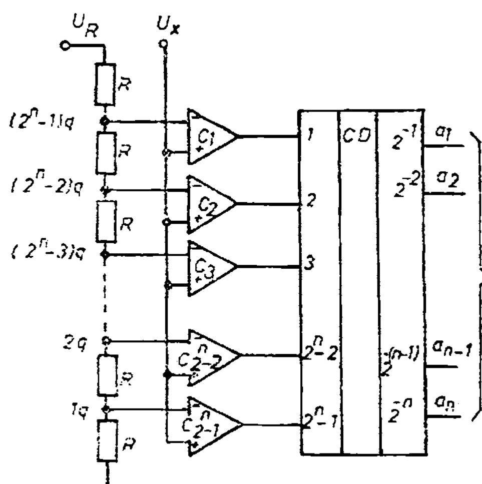


Fig. 12.6. Schema de principiu al convertorului $A/D$ paralel unipolar.

surat $U_x$ şi tensiunile prag de comparaţie $1q, 2q, \ldots, (2^n-1)q$. Toate comparatoarele la care $U_x$ este mai mare decît pragurile de referinţă vor avea starea unu (comparatoarele de la $1q$ la $mq$) iar la care $U_x$ este mai mică decît pragurile respective starea va fi zero (comparatoarele de la $(m+1)q$ la $(2^n-1)q$).

Astfel la ieşirea ansamblului de divizare-comparare se obţine un şir de stări logice 00...011...11 ($m$ de 1 şi $2^n-m-1$ de zero), care este reprezentarea raportului $U_x/U_R$ în codul unitar normal. Corespondentul unui număr din acest cod cu exprimarea într-un cod ponderat, de exemplu binar, se obţine prin însumarea algebrică a biţilor de unu, toate avînd ponderea de $2^{-n}$ (în cazul arătat $N = m \cdot 2^{-n}$).

Trecerea de la codul unitar normal la un cod uzual (cel mai des — binar natural) se face cu ajutorul unui codificator $CD$, care cuprinde circuite logice combinaţionale.

Principalul neajuns al convertoarelor $A/D$ este volumul mare de elemente componente. O schemă de tipul celei din figura 12.6, pentru $n = 12$ biţi cuprinde 4 095 comparatoare, 4 096 rezistenţe şi un număr mare de circuite logice combinaţionale. Problema codificării din cod unitar normal în cod binar se poate rezolva prin utilizarea memoriilor ROM, iar a volumului mare de comparatoare prin realizarea lor în tehnică LSI.

Convertoarele $A/D$ paralel s-au realizat sub formă integrată cu 8 biţi (în cod binar) avînd precizii de 0,4% şi timp de conversie de 80—100 ns.

## 12.3. CONVERTOARE A/D INDIRECTE

Spre deosebire de convertoarele $A/D$ directe, în care tensiunea analogică $U_x$ se compară nemijlocit cu tensiunea de referinţă, conform algoritmului specific, convertoarele indirecte transformă tensiunea $U_x$ într-o mărime intermediară (frecvenţă, timp), convertită ulterior în cod numeric. Convertoarele $A/D$ indirecte s-au răspîndit în special datorită simplităţii lor relative, preciziei ridicate şi bunei rejecţii a semnalelor perturbatoare. Ultima calitate se datoreşte prezenţei în schemele lor a etajelor integratoare, fapt pentru care convertoarele indirecte se numesc şi integratoare.

### 12.3.1. CONVERTOARE A/D TENSIUNE-TIMP CU SIMPLĂ INTEGRARE

Conversia constă în transformarea tensiunii de intrare analogice într-un interval de timp, care apoi se măsoară cu ajutorul unor impulsuri de frecvenţă cunoscută. În esenţă un astfel de convertor $A/D$ conţine un integrator cu $AO$, un comparator $C_0$, generator de impulsuri de precizie (oscilator cu cuarţ) $G$ şi un numărător $CT$ (fig. 12.7, $a$).

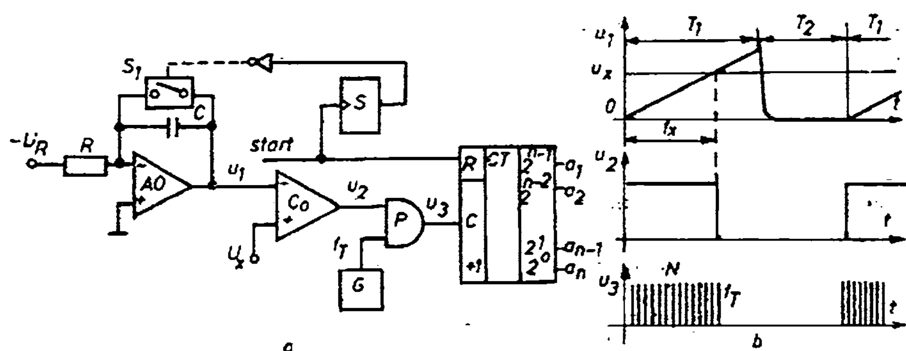



Fig. 12.7. Convertor $A/D$ tensiune-timp cu simplă integrare: *a* — schema de principiu; *b* — diagrama tensiunilor.

Impulsul de start anulează numărătorul direct $CT$ și poziționează circuitul basculant monostabil $S$, care comandă deschiderea comutatorului electronic $S_1$. La intrarea integratorului este aplicată tensiunea de referință $-U_R$, la ieșire se obține tensiunea:

$$u_1 = -\frac{1}{RC}\int_0^t (-U_R)dt + U_{c0} = \frac{U_R}{RC} t, \qquad (12.7)$$

unde $U_{c0} = 0$ — tensiunea inițială pe condensator.

Pînă cînd tensiunea $u_1$ atinge valoarea $U_x$, prin poarta $P$ trec impulsuri de frecvență $f_T$ către numărătorul $CT$. În momentul $u_1 = U_x$, comparatorul $C_0$ trece în stare zero și blochează poarta $P$. Numărul de impulsuri trecute în numărător este $N = f_T t_x$. Din (12.7) rezultă:

$$U_x = \frac{U_R}{RC} t_x \text{ și}$$

$$N = \frac{RC}{U_R} f_T U_x, \qquad (12.8)$$

deci numărul rezultant $N$ este proporțional cu tensiunea de măsurat.

Integrarea tensiunii $-U_R$ continuă pînă la terminarea intervalului $T_1$, la care monostabilul $S$ revine în stare inițială, comandă închiderea întreruptorului $S_1$ aducînd condensatorul în starea de încărcare inițială $U_{c0} = 0$, ceea ce permite începerea unei noi conversii.

Timpul de conversie corespunde tensiunii maxime de intrare:

$$T_c = T_1 = N_{max} f_T, \qquad (12.9$$

dar ciclul de conversie este mai lung, datorită intervalului de restabilire $T_2$. Pentru 8 biți timpul de conversie este de circa 200 µs.

Erorile de conversie se datoresc erorii de liniaritate a tensiunii de la ieșirea integratorului (elementele $R$ și în special $C$ — $\varepsilon_c$), instabilității pragului de sensibilitate al comparatorului ($\varepsilon_{c0}$), erorii de stabilitate a surselor de tensiune de referință respectiv de frecvență de tact și tensiunii de decalaj al $AO$ integrator ($V_{DI}$). Sursa tensiunii de referință se poate realiza cu erori

mici (sub $10^{-3}\%$), iar generatorul de tact cu cuarț poate avea erori sub $10^{-4}\%$. Astfel eroarea de conversie se poate calcula cu aproximație :

$$\varepsilon_{Ux} \approx \frac{V_{DI}}{U_R} + \varepsilon_{c0} + \varepsilon_c. \tag{12.10}$$

Frecvența maximă de tact este limitată de numărător și de comparator. Cu cele mai moderne elemente se pot utiliza frecvențe $f_T = 30 - 40$ MHz.

Factorul de rejecție al semnalelor perturbatoare serie este destul de bun, $NMRR^* = 40 - 50$ dB pentru perturbațiile de frecvență industrială.

### 12.3.2. CONVERTOARE A/D TENSIUNE-TIMP CU DUBLĂ INTEGRARE

Convertorul $A/D$ cu dublă integrare elimină influența instabilității condensatorului de integrare și a frecvenței de tact.

Funcționarea are loc în două etape (fig. 12.8, *a*). In intervalul $t_0$ = const se integrează tensiunea de măsurat $U_x$.

Intervalul $t_0$ corespunde unui număr determinat de impulsuri cu frecvența constantă $f_T$, care trec prin poarta $P$ la numărător. În momentul $t = t_0$ circuitul de comandă declanșează a doua etapă de lucru prin aplicarea tensiunii de referință $U_R$ la intrarea integratorului, care provoacă descreșterea tensiunii $u_c$ cu panta constantă, proporțională cu $U_R$. Cînd tensiunea $u_c$ trece prin zero (intervalul $t_x$ de integrare a lui $U_R$), circuitul de comandă blochează poarta. Intervalul $t_x$, proporțional cu $U_x$ se măsoară prin numărarea impulsurilor de la același generator $G$ (fig. 12.8, *c*).

În schema de principiu (fig. 12.8, *b*) se prezintă în detaliu blocurile componente ale schemei funcționale.

Impulsul de pornire anulează numărătorul $CT$, circuitul basculant monostabil $S$ trece pentru scurt timp în stare unu, poziționînd $CBB2$ care deschide comutatorul electronic $S_3$ ($\bar{Q}_2 = 0$). Circuitul basculant bistabil $CBB1$ este în stare zero, la care comutatorul $S_1$ este închis ($\bar{Q}_1 = 1$) și $S_2$ — deschis ($Q_1 = 0$). Din acest moment începe integrarea lui $U_x$ :

$$u_c = -\frac{1}{RC}\int_0^t (-U_x)\mathrm{d}t + U_{c0} = \frac{U_x}{RC}t, \tag{12.11}$$

unde $U_{c0} = 0$. Simultan numărătorul $CT$ începe să numere impulsurile de tact. Dacă $CT$ este un numărător binar cu n biți, după numărarea a $2^n$ impulsuri (capacitatea sa maximă) starea tuturor ieșirilor devine zero, iar impulsul de tranziție de la $CU$ poziționează $CBB1$. În acest moment se termină intervalul primei integrări $t_0 = N_{max}/f_T = 2^n/f_T$, iar tensiunea pe condensator este $u_c = U_{cm} = (U_x/RC)t_0$.

---

*) Proprietatea convertoarelor $A/D$ și a voltmetrelor digitale de a prezenta erori cît mai mici datorită unei tensiuni alternative suprapuse se caracterizează prin raportul (factorul) de rejecție serie

$$NMRR = 20\ \lg \frac{\text{tensiune alternativă perturbatoare serie}}{\text{tensiune continuă echivalentă}}, \ (\text{dB})$$

la numitor fiind o tensiune continuă echivalentă care ar avea același efect ca perturbația.

La $Q_1 = 1$ se închide comutatorul $S_2$ (simultan se deschide $S_1$) şi începe a doua integrare cu pantă inversă :

$$u_c = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_R \mathrm{d}t + U_{cm} = -\frac{U_R}{RC}t + \frac{U_x}{RC}t_0. \qquad (12.12)$$

La atingerea potenţialului zero de către $u_c$ comparatorul $C_0$ trece în stare unu, aducînd la zero ambele $CBB$. Ca efect se blochează poarta $P$, se închide comutatorul $S_3$, se readuc comutatoarele $S_1$ şi $S_2$ în stările lor iniţiale, pregătind schema pentru o nouă conversie.

La $t = t_x$ tensiunea devine $u_c = 0$. $CT$ înregistrează numărul $N = t_x f_T$ de impulsuri. Din relaţia (12.12) se obţine :

$$\frac{U_x}{RC}t_0 = \frac{U_R}{RC}t_x\ ;\ U_x\frac{N_{max}}{f_T} = U_R\frac{N}{f_T},\ \text{de unde}$$

$$N = \frac{N_{max}}{U_R}U_x. \qquad (12.13)$$

Tensiunea $U_x$ se transformă într-un număr $N$ în codul considerat (în cazul figurii 12.8 codul este binar, dar cel mai des se foloseşte codul $BCD$). În figura 12.8, c s-a considerat şi o altă tensiune de intrare $U'_x < U_x$, pentru a arăta că în urma integrării rezultă un interval de timp $t'_x < t_x$.

Rezultatul conversiei nu depinde de constanta de integrare $RC$, deci se elimină un termen de eroare important. Precizia convertorului $A/D$ cu dublă integrare depinde în esenţă de tensiunea de decalaj a $AO$, de instabilitatea pragului de sensibilitate al comparatorului şi de eroarea tensiunii de referinţă. Întrucît frecvenţa de tact nu intervine în caracteristica de transfer (12.13), nu se impun condiţii stricte în privinţa preciziei generatorului de impulsuri, dar frecvenţa trebuie să fie constantă în timpul celor două etape de integrare.

Pentru analiza rejecţiei perturbaţiilor serie (zgomot) se consideră suprapusă peste tensiunea $U_x$ continuă o tensiune de zgomot $u_z$ sinusoidală, cu pulsaţia $\omega_z$. La finele intervalului de integrare $t_0$ a tensiunii de intrare se obţine :

$$U_c = -\frac{1}{RC}\int_0^{t_0}[U_x + U_{zm}\sin(\omega_z t + \varphi_z)]\mathrm{d}t = -\frac{U_x}{RC}t_0 +$$
$$+ U_{zm}\frac{\cos(\omega_z t_0 + \varphi_z) - \cos\varphi_z}{RC\omega_z}. \qquad (12.14)$$

Primul termen este cel util, iar al doilea este termenul din tensiunea integratorului care trebuie rejectat. Raportul de rejecţie serie $NMRR$ se obţine prin raportarea termenului util la cel de zgomot :

$$NMRR = 20\ \lg\frac{\omega_z t_0}{\cos\varphi_z - \cos(\omega_z t_0 + \varphi_z)}. \qquad (12.15)$$

Minimul raportului (12.15) se obţine pentru defazajul $\varphi_z = -\frac{\omega_z t_0}{2} + \frac{\pi}{2} + k\pi$. Înlocuind acest defazaj se obţine factorul $NMRR$ cel mai defavorabil :

$$NMRR = 20\ \lg\frac{\frac{\omega_z t_0}{2}}{\sin\frac{\omega_z t_0}{2}} = 20\ \lg\frac{\pi f_z t_0}{\sin\pi f_z t_0}. \qquad (12.16)$$

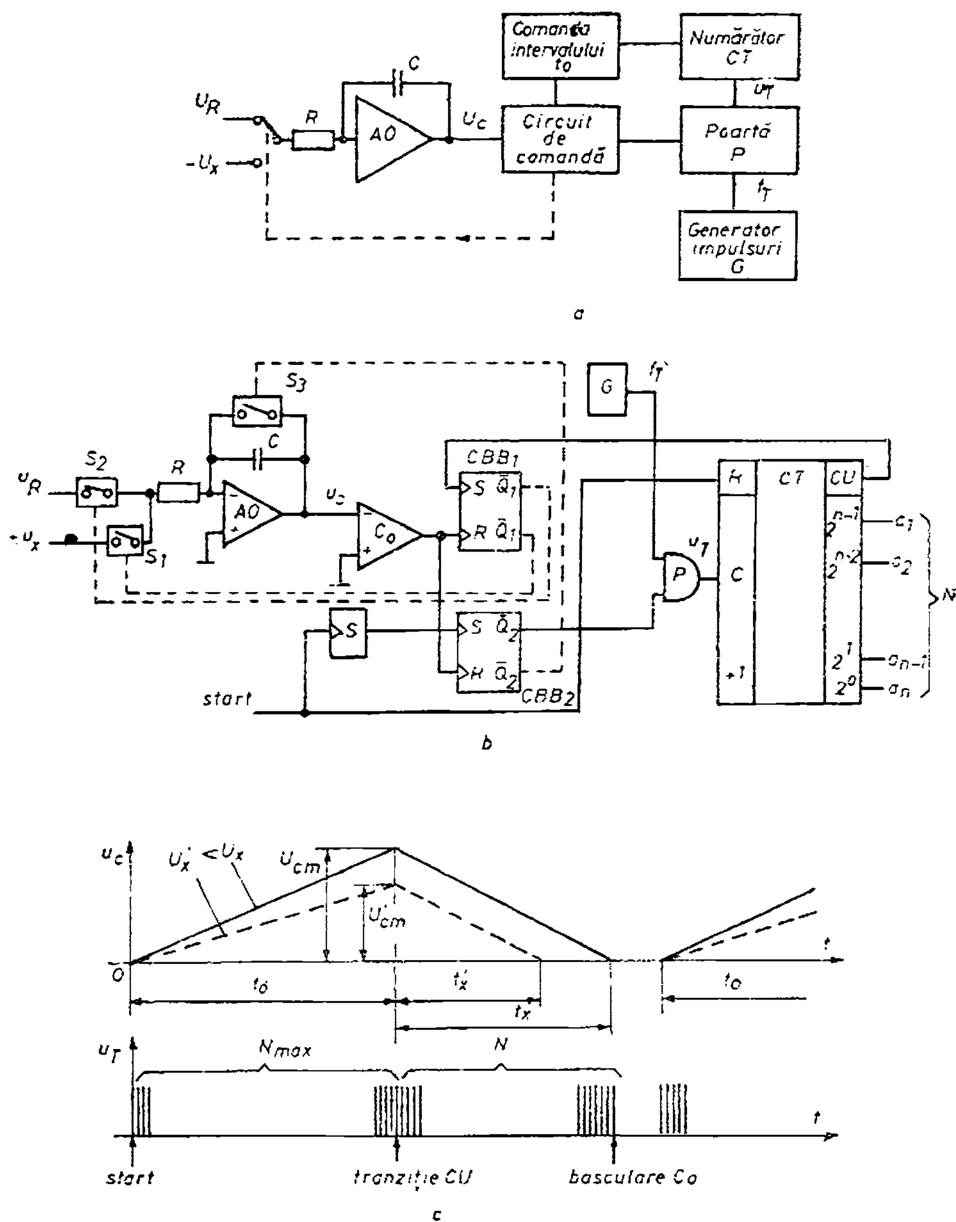



**Fig. 12.8. Convertor** $A/D$ **tensiune-timp cu dublă integrare :**
*a* — schemă funcțională ; *b* — schema de principiu ; *c* — variația tensiunii integratorului și impulsurile la intrarea numărătorului.

Dacă intervalul de integrare $t_0$ se ia un multiplu întreg al perioadei de zgomot $T_z = 1/f_z$, $NMRR$ tinde spre infinit. Deoarece principalul zgomot este cel de frecvență industrială, de regulă timpul de integrare se ia multiplu al perioadei de 20 ms, pentru 50 Hz. În asemenea condiții la convertoarele $A/D$ cu dublă integrare se ating valori ale factorului de rejecție serie de 90 – 110 dB.

Convertoarele de precizie ridicată (erori pînă la 0,001%) pot efectua 5 – 10 conversii pe secundă, iar cele cu precizie mai scăzută (erori în jur de 0,01 – 0,1%) — pînă la 300 conversii pe secundă.

Conversia tensiunilor de ambele polarități cu convertoare $A/D$ cu dublă integrare este posibilă prin adoptarea unor soluții, cele mai importante fiind:

— folosirea a două tensiuni de referință cu polarități contrare, selectate în funcție de semnul tensiunii de măsurat;

— folosirea unei singure surse de referință cu posibilitatea conectării sale la integrator cu ambele polarități;

— folosirea unui amplificator suplimentar cu amplificarea $A = -1$, care inversează semnul lui $U_x$ pentru tensiuni de măsurat negative;

— aplicarea la intrarea neinversoare a $AO$ integrator a unei tensiuni de referință $U_R/2$.

Ultima soluție este prezentată în figura 12.9. Tensiunea $U_x$ poate fi de orice polaritate, condiția impusă este doar $|U_x| \leqslant U_R/2$. În timpul primei integrări tensiunea $u_c$ are variația:

$$u_c = -\frac{1}{RC}\int_0^t \left(U_x - \frac{U_R}{2}\right) dt, \tag{12.17}$$

care pentru tensiuni pozitive are panta $(U_R/2 - U_x)/RC$, iar pentru tensiuni negative panta $(U_R/2 + |U_x|)/RC$.

Se constată că la tensiuni negative tensiunea la finele intervalului $t_0$ va fi mai mare decît pentru tensiuni pozitive, prin urmare $t_{x+} < t_{x-}$. La $U_x = 0$ pantele de integrare în ambele faze sînt egale, deci $t_{x0} = t_0$. Intervalul de timp $(t_{x0} - t_{x+})$ este măsura tensiunilor pozitive, iar intervalul $(t_{x-} - t_{x0})$ este proporțional cu tensiunile negative.

Un cod potrivit pentru soluția din figura 12.9 este codul complementar, frecvența de tact fiind aplicată unui numărător reversibil. La terminarea primei integrări starea numărătorului este nulă, moment din care numărătorul va număra invers; dacă tensiunea $U_x$ este negativă (numărarea nu se oprește pe intervalul $t_{x0}$) atunci din momentul $t_{x0}$, cînd numărătorul este iar în stare zero, se începe numărarea impulsurilor de tact în sens direct. Rezultatul se obține în cod complementar (v. tabelul 11.2).

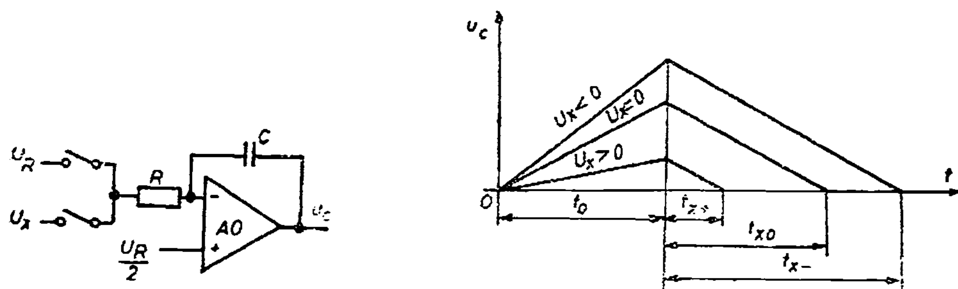



Fig. 12.9. Principiul funcționării integratorului cu referință $U_R/2$ pentru convertorul $A/D$ cu dublă integrare bipolar.

Tensiunea de intrare se transformă în impulsuri cu frecvența proporțională cu $U_x$, impulsurile fiind numărate într-un interval de timp determinat. Principiul de funcționare al convertorului are la bază observația că panta tensiunii liniar variabile a unui integrator este proporțională cu tensiunea de intrare ($U_x$), iar dacă integrarea se limitează la o valoare de referință ($U_R$) — durata integrării este invers proporțională cu $U_x$. Dacă integrarea se reia în continuu, frecvența reluărilor este direct proporțională cu $U_x$.

Convertorul tensiune-frecvență se poate realiza în mai multe variante, cea mai răspîndită fiind cu integrare continuă și generator de impulsuri de referință.

Schema din figura 12.10, *b* poate asigura conversia tensiunilor de ambele polarități, comparatoarele $C_1$ și $C_2$ asigurînd aplicarea impulsurilor, funcție de polaritatea tensiunii de intrare, la intrarea de numărare directă +1 (pentru $U_x > 0$) sau la intrarea de numărare inversă −1 (pentru $U_x < 0$) a numărătorului reversibil $CT_1$. Se va analiza funcționarea convertorului pentru tensiuni de intrare pozitive.

La aplicarea tensiunii de măsurat $U_x$, tensiunea de ieșire a integratorului are variația :

$$u_c = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_x \mathrm{d}t + U_{c0}, \tag{12.18}$$

pînă la atingerea nivelului de referință $-U_R$ a comparatorului $C_1$. Comparatorul trece în stare logică unu, excitînd monostabilul $S_1$. Impulsul de ieșire al lui $S_1$ trece prin formatorul de impulsuri $F_1$, la ieșirea căruia se obține tensiunea standard $u_{i1}$, cu durată și amplitudine bine precizate (ansamblul $S_1-F_1$ este un generator de impulsuri de referință, fig. 12.10, *a*). La integrator se aplică simultan $U_x$ și tensiunea în impuls $u_{i1}$, rezultînd :

$$u_c = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_x \mathrm{d}t - \frac{1}{R_i C}\int_0^t u_{i1} \mathrm{d}t - U_R. \tag{12.19}$$

În regim de conversie stabilizat prima integrare (12.18) are durata $t_1$ :

$$-U_R = -\frac{U_x}{RC} t_1 + U_{c0}, \tag{12.20}$$

iar a doua are durata $\tau$ impusă, tensiunea la finele integrării fiind chiar $U_{c0}$ din relația (12.20) :

$$U_{c0} = -\frac{U_x}{RC}\tau + \frac{U_i}{RC}\tau - U_R. \tag{12.21}$$

Substituind expresia lui $U_{c0}$ în (12.20) se obține :

$$\frac{U_x}{RC}(t_1 + \tau) = \frac{U_i}{R_i C}\tau.$$

Suma $t_1 + \tau = T$ reprezintă perioada de repetiție a impulsurilor, ce trece la numărătorul $CT_1$ într-un interval de timp fixat de baza de timp. Prin urmare frecvența impulsurilor este proporțională cu tensiunea de intrare :

$$f_x = \frac{1}{T} = \frac{R_i}{RU_i\tau} U_x. \tag{12.22}$$

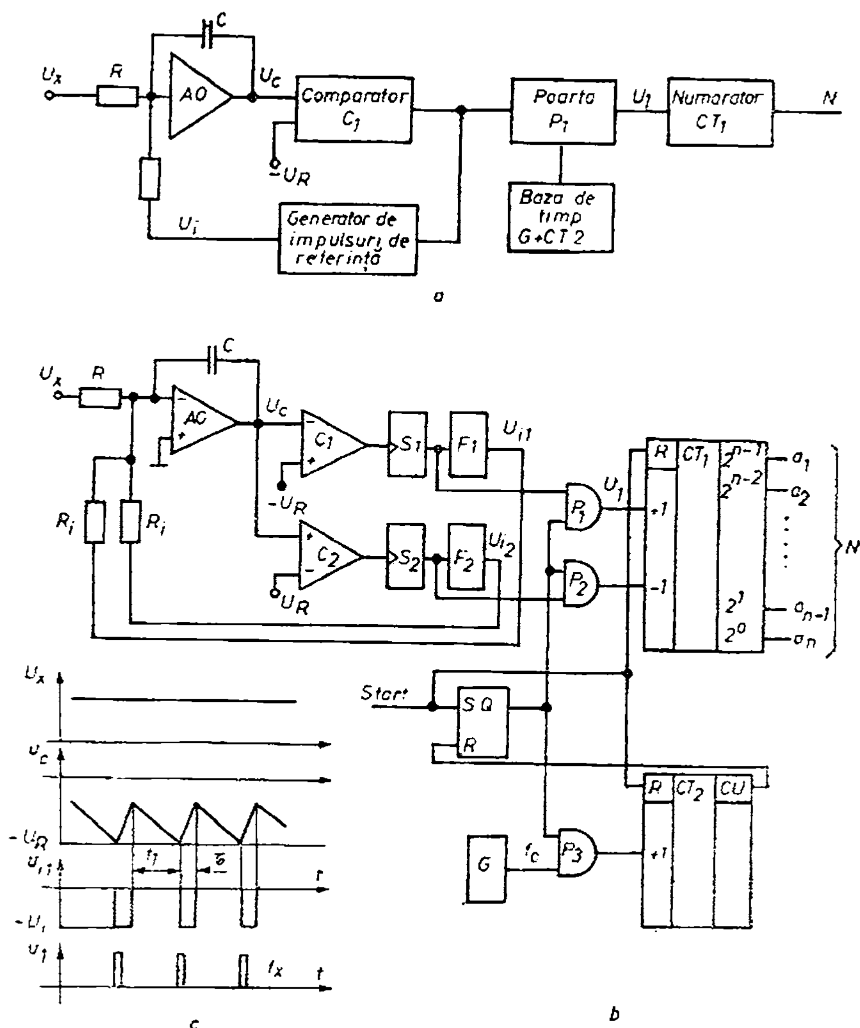



**Fig. 12.10.** Convertor A/D tensiune-frecvență:
*a* — schema funcțională; *b* — schema de principiu a unui convertor bipolar; *c* — diagramele tensiunilor.

Amplitudinea tensiunii în impuls se alege astfel încît să fie satisfăcută condiția $U_i/R_i > U_{xmax}/R$.

Revenind la schema din figura 12.10, *b* la comanda de start numărătoarele $CT_1$ și $CT_2$ sînt anulate, iar prin poziționarea circuitului basculant bistabil porțile $P_1$, $P_2$ și $P_3$ se deschid. Dacă $U_x > 0$, ansamblul integrator, comparator $C_1$, monostabil $S_1$ și formator de impulsuri $F_1$ funcționează în modul descris mai înainte, impulsurile emise la fiecare basculare a comparatorului sînt aplicate numărătorului $CT_1$ pentru numărare directă. Simultan la numărătorul $CT_2$, prin poarta $P_3$, se aplică impulsurile unui generator de precizie *G*. La atingerea capacității maxime a numărătorului ($N_b$) impulsul

de tranziție $CU$ aduce la zero circuitul basculant bistabil, care blochează toate porțile ȘI (prin aceasta s-a fixat timpul de numărare $T_b$ al bazei de timp). Numărul înregistrat în $CT_1$ reprezintă rezultatul conversiei :

$$N = T_b f_x = \frac{R_i N_b}{R f_0} \frac{1}{U_i \tau} U_x. \qquad (12.23)$$

Dacă tensiunea de intrare este negativă, funcționarea schemei este similară. doar că intră în acțiune elementele $C_2$, $S_2$, $F_2$, $P_2$ și numărătorul $CT_1$ va număra invers. Rezultatul se va obține în cod complementar.

Eroarea de conversie se compune din eroarea integratorului. eroarea generatorului de precizie și eroarea de instabilitate a generatorului de impulsuri standard ($S_1$, $F_1$) :

$$\varepsilon_{U_x} = \varepsilon_{U_i} + \varepsilon_{R_i} + \varepsilon_{\tau} + \frac{V_{Df}}{U_{x\,max}}. \qquad (12.24)$$

unde $V_{Df}$ este tensiunea de decalaj a $AO$.

După cum rezultă din relația (12.23), rezultatul conversiei $A/D$ depinde de produsul $U_i\tau$, deci nu este neapărat necesar ca impulsul standard să fie dreptunghiular cu amplitudine și durată constante, ci trebuie să aibe suprafața $\int u_i\,dt$ constantă, ceea ce în altă construcție se asigură prin descărcarea periodică a unui condensator, încărcat la o tensiune precis cunoscută.

Timpul de conversie este determinat de capacitatea numărătorului $CT_1$, de întîrzierile de comutație ale comparatoarelor, circuitului basculant monostabil, al formatorului de impulsuri. La convertoarele $A/D$ tensiune-frecvență de 12 biți timpul de conversie se situează între 3 ms și 100 ms. Eroarea de conversie la același număr de biți este de 0,01 —0,5%.

Convertorul $A/D$ tensiune-frecvență conține un integrator, motiv pentru care raportul de rejecție a tensiunilor perturbatoare serie are valori ridicate ($NMRR$ = 40—50 dB față de perturbațiile de 50 Hz).

## 12.4. CONVERTOARE A/D HIBRIDE

Din prezentarea convertoarelor $A/D$ directe și indirecte se poate desprinde că primele au în general viteze de conversie ridicate dar au rejecție slabă, iar convertoarele integratoare sînt mai lente dar au calități superioare față de zgomote. În scopul realizării unui compromis a celor două direcții, plus dobîndirea unor precizii ridicate s-au realizat convertoare $A/D$ hibride. Un convertor $A/D$ hibrid tipic (fig. 12.11) conține un convertor $A/D$ indirect tensiune-frecvență și un convertor $D/A$ în reacție.

Funcționarea convertorului $A/D$ hibrid este coordonată de un circuit de comandă, care împreună cu generatorul de tact $GT$ îndeplinește și funcția bazei de timp. Numărătorul binar-zecimal este împărțit în numărătorul pentru decade superioare $NDS$ și numărătorul pentru decade inferioare $NDI$ (cele mai puțin semnificative decade). Conversia are loc în două etape.

În prima etapă prin nivelul $1$ al ieșirii $T_1$ (la ieșirea $T_2$ starea 0) al circuitului de comandă comutatoarele $S_1$ și $S_2$ se închid (factorul de amplificare al $AO$ diferențial este $A$ = 1) și comutatorul $S_3$ este în poziția $1$, prin care $U_c = 0$. La intrarea convertorului $A/D$ tensiune-frecvență este aplicată ten-

Fig. 12.11. Schema funcțională a convertorului $A/D$ hibrid în cod BCD.

siunea $U_x$, impulsurile rezultate trec la $NDS$ prin porțile $P_1$ și $P_3$. Durata $T_1$ a primei faze de conversie este astfel aleasă încît $NDS$ să poată număra pînă la capacitatea maximă pentru $U_{xmax}$. La sfîrșitul primei etape convertorul $U/f$ a efectuat conversia tensiunii $U_x$ cu eroarea de cuantizare de $\pm 1 LSB_s$ a numărătorului $NDS$.

În a doua etapă a conversiei circuitul de comandă inversează stările $T_1$ și $T_2$ (la $T_1$ – stare 0, la $T_2$ – stare 1), avînd ca efect deschiderea comutatoarelor $S_1$ și $S_2$ și trecerea lui $S_3$ pe poziția 2. Amplificarea $AO$ devine $K = (R + R_1)/R$, iar $U_c$ va fi tensiunea analogică a convertorului $D/A$ echivalent rezultatului primei etape de conversie la $NDS$. Coeficientul $K$ se alege astfel încît să satisfacă condiția

$$\frac{1}{2} LSB_s K = U_{xmax}. \qquad (12.25)$$

Impulsurile convertorului $U/f$, la care se aplică tensiunea $u = K(U_x - U_c)$ se aplică numărătorului $NDI$ prin poarta $P_2$. Dacă capacitatea de numărare a lui $NDI$ este depășită, în intervalul $T_2$ impulsul de tranziție se adaugă la conținutul $NDS$ prin poarta $P_3$. A doua fază de conversie durează pînă cînd circuitul de comandă anulează starea 1 a ieșirii $T_2$. În realitate convertorul hibrid cuprinde numărătoare decadice reversibile, care în funcție de polaritatea tensiunii $u$ adună sau scad impulsurile convertorului $A/D$ tensiune-frecvență. Rezultatul final al conversiei este dat de stările finale ale celor două numărătoare decadice. Dacă de exemplu $NDS$ are 4 decade, iar $NDI$ – 2 decade, atunci rezultatul final este un număr în cod $BCD$ în 6 decade.

Se poate demonstra că eroarea de conversie a convertorului $A/D$ hibrid practic nu depinde de eroarea convertorului tensiune-frecvență. Variația tensiunii de măsurat se poate pune sub forma :

$$\Delta U_x = \Delta U_x - \Delta U_c + \Delta U_c = \frac{\Delta u}{K} + \Delta U_c,$$

din care trecînd la termeni de eroare, va rezulta :

$$\varepsilon_{U_x} = \frac{\Delta U_x}{U_x} = \frac{u}{KU_x}\frac{\Delta u}{u} + \frac{U_c}{U_x}\frac{\Delta U_c}{U_c}. \qquad (12.26)$$

Ţinînd cont că $u/U_x \ll 1$, $K > 1$ şi $U_c/U_x \approx 1$, rezultă :

$$\varepsilon_{U_x} \approx \frac{\Delta U_c}{U_c}, \tag{12.27}$$

deci eroarea convertorului $A/D$ hibrid se reduce la eroarea convertorului $D/A$ din reacţie, care poate fi realizat cu precizie ridicată. La expresia (12.27) a erorii se mai adaugă eroarea de decalaj a $AO$, care influenţează asupra preciziei cu care se obţine tensiunea $u$.

Timpul de conversie se reduce de aproximativ $10^{n-m}$ ori ($n$ — numărul total de decade, $m$ — numărul decadelor inferioare) faţă de timpul de conversie necesar convertorului $A/D$ tensiune-frecvenţă cu acelaşi număr $n$ de decade.

# 13
# CONVERTOARE DE IEȘIRE PENTRU APARATELE DE MĂSURARE DIGITALE

Lanțul informațional al aparatelor de măsurare digitale cuprinde convertoare de intrare, convertoare $A/D$ (dacă mărimea măsurată este analogică) și circuite electronice care permit accesul receptorului de informație (om, sistem de calcul) la rezultatul măsurării. Denumirea de convertoare de ieșire s-a dat ultimelor verigi din lanțul informațional al aparatului : *numărătoare, registre, decodificatoare* și *dispozitive de afișaj*.

## 13.1. NUMĂRĂTOARE, REGISTRE

Circuitele electronice de numărare a impulsurilor, reprezentînd succesiuni de biți cu valoarea unu logic, sînt prezente aproape în fiecare structură de aparat digital. De regulă valorile binare ale biților se asociază după logica pozitivă : nivelul de potențial pozitiv cel mai mare $V_H$ reprezintă valoarea 1, iar nivelul cel mai scăzut $V_L$ — valoarea 0.

Numărătoarele și registrele se compun din *circuite logice combinaționale și secvențiale*. Circuitele logice combinaționale (SI, SAU, SI-NU, SAU-NU, SAU-EXCLUSIV, INVERSOR ș.a.) au funcțiile precizate în algebra booleană. Circuitele logice secvențiale sînt reprezentate în principal de circuitele basculante bistabile *CBB*. În tabelul 13.1 se prezintă principalele tipuri de *CBB*, sintetizate din circuitele logice combinaționale și reprezentările lor simbolice.

Cel mai simplu este *CBB R-S*, care indiferent de starea anterioară a ieșirii $Q$, pentru $S = 1$, $R = 0$ starea devine $Q = 1$ (poziționare — set), la $S = 0$, $R = 1$ starea devine $Q = 0$ (anulare, ștergere — reset), la $R = S = 0$ starea anterioară nu se schimbă, iar pentru $R = S = 1$ starea rezultantă este nedeterminată.

*CBB R-S* sincron are o intrare de sincronizare (tact). Dacă $C = 0$, *CBB* este inhibat și indiferent de starea intrărilor $R$ și $S$ ieșirea rămîne nemodificată. Valoarea $C = 1$ permite funcționarea *CBB* după cazurile descrise la bistabilul *R-S* (acțiune pe frontul pozitiv al impulsului de tact).

Circuitul basculant bistabil $D$, în forma sa din tabel, permite ca la aplicarea semnalului de tact ieșirea $Q$ să copieze starea intrării $D$. Orice nedeterminare este eliminată.

Bistabilul *J-K* sincron permite tranziții de stări numai în prezența impulsului de tact. Deci la $C = 0$ *CBB* are starea neschimbată, pentru $C = 1$ se produc tranzițiile : $J = 1$, $K = 0$ rezultă $Q = 1$ ; $J = 0$, $K = 1$ rezultă

*Tabelul 13.1*

**Principalele tipuri de circuite basculante bistabile**

| Tipul CBB | Simbolul | Schema logică |
|---|---|---|
| R - S | S Q R | S, R, Q, $\bar{Q}$ |
| R-S sincron | S Q C R | S, C, R, Q, $\bar{Q}$ |
| D | D Q C | D, C, S Q, R, Q, $\bar{Q}$ |
| J - K sincron | J Q C K | J, C, K, S Q, R, Q, $\bar{Q}$ |
| J - K stăpîn-sclav | J Q C K | J, C, K, S Q, R, S Q, R, Q, $\bar{Q}$, STĂPÎN, SCLAV |

$Q = 0$ ; $J = K = 0$ — stare neschimbată. Cazul $J = K = 1$ nu mai constituie nedeterminare, ci la fiecare impuls de tact *CBB* basculează în starea complementară $Q_{n+1} = \bar{Q}_n$, altfel zis *CBB* este în regim de numărător. Bistabilul $J$—$K$ sincron acționează pe frontul pozitiv al tactului.

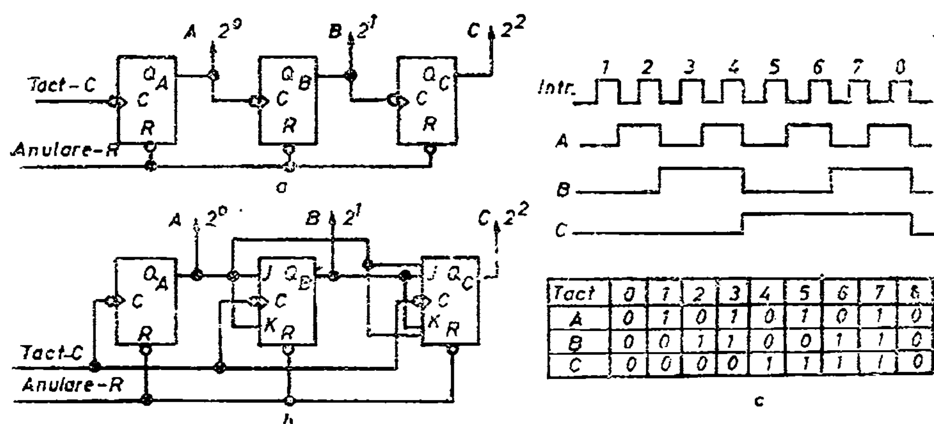
La circuitul basculant *J-K* stăpîn-sclav, compus din două etaje de *CBB*, informația de intrare se transmite la ieșire în două secvențe distincte: cît timp acționează impulsul de tact ($C = 1$) stăpînul efectuează tranziția de stare ca un *J-K* sincron, iar la încetarea impulsului de tact ($C = 0$) sclavul preia (copiază) starea stăpînului. Se poate constata că ieșirea *CBB J-K* stăpîn-sclav devine validă la frontul negativ al impulsului de tact.

De remarcat că și *CBB D* și *J-K* au intrările *S* și *R* accesibile din exterior (nefigurate în tabel), prin care bistabilii pot fi poziționați sau anulați în orice moment, indiferent de starea intrărilor principale.

Prin legarea în serie a mai multor *CBB* se obține un numărător, iar starea bistabilelor la un moment dat reprezintă, în codul considerat, numărul de impulsuri intrate în numărător. În funcție de sensul de numărare se disting *numărătoare directe*, *inverse* și *reversibile*. Dacă impulsurile de numărat se aplică doar la primul *CBB*, de cel mai mic rang, numărătorul se numește asincron, iar dacă impulsurile de tact se aplică simultan tuturor *CBB*, numărătorul este sincron.

Întrucît fiecare *CBB* înmagazinează informația de un bit, un numărător binar cu *n CBB* poate număra cel mult $2^n - 1$ impulsuri. Numărătoarele binare din figura 13.1 sînt numărătoare directe și permit numărarea a maximum $2^3 - 1 = 7$ impulsuri. La al optulea impuls starea numărătorului revine la zero, tranziția de la 1 la 0 a bistabilului *C* putînd acționa un *CBB* de rang superior (impuls de transfer). În variantă asincronă numărătoarele binare se pot compune dintr-un număr *n* oricît de mare de *CBB*, numărătorul fiind divizor cu $2^n$.

Aparatele de măsurare digitale cuprind cel mai des numărătoare zecimale (decadice) care intră în componența ansamblului de numărare-decodificare-afișare sau a unor divizoare cu zece pentru baza de timp, divizarea frecvenței de tact ș.a. O decadă se realizează cu patru *CBB*, întrucît $2^3 < 10 < 2^4$.




| Tact | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| B | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| C | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

**Fig. 13.1. Numărător binar direct cu 3 biți:**
*a* — asincron; *b* — sincron; *c* — diagrama impulsurilor și a stărilor.

Eliminarea celor șase stări excedentare se realizează prin condiționarea intrărilor unor *CBB* prin reacții. S-au construit numărătoare pentru toate codurile *BCD*, dar cele mai uzuale sînt numărătoarele decadice în cod *NBCD* (cod 8421). În tabelul 13.2 se prezintă cinci variante de numărătoare decadice (cîte o decadă), realizate cu *CBB J-K* stăpîn-sclav. Tot în tabel se dau și funcțiile logice ale intrărilor *J* și *K* ale *CBB*, prin care se realizează reacția.

*Tabelul 13.2*

**Numărătoare decadice în cod NBCD**

| Tipul numărătorului | Schema funcțională |
|---|---|
| decadic NBCD asincron direct | A 2⁰, B 2¹, C 2², D 2³; C; R; $J_B = K_B = \bar{D}$; $J_D = BC$; $K_D = 1$ |
| decadic NBCD asincron invers | A, B, C, D; C; R; $J_B = C + D$; $K_B = 1$; $J_D = \bar{B}\bar{C}$; $K_D = 1$ |
| decadic NBCD sincron direct | A, B, C, D; C; R; $J_B = A\bar{D}$; $K_B = A$; $J_C = AB$; $K_C = AB$; $J_D = ABC$; $K_D = A$ |
| decadic NBCD sincron invers | A, B, C, D; C; R; $J_B = \bar{A}(C+D)$; $K_B = \bar{A}$; $J_C = \bar{A}\bar{B}D$; $K_C = \bar{A}\bar{B}$; $J_D = \bar{A}\bar{B}\bar{C}$; $K_D = \bar{A}\bar{B}\bar{C}$ |
| decadic NBCD sincron reversibil | C; R; sensul numărării: 1-invers, 0-direct |

| sensul | $J_B$ | $K_B$ | $J_C$ | $K_C$ | $J_D$ | $K_D$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| direct | $AD$ | $A\bar{D}$ | $AB$ | $AB$ | $AC$ | $A$ |
| invers | $\bar{A}(C+D)$ | $\bar{A}$ | $\bar{A}\bar{B}(C+D)$ | $\bar{A}\bar{B}$ | $\bar{A}\bar{C}$ | $\bar{A}$ |

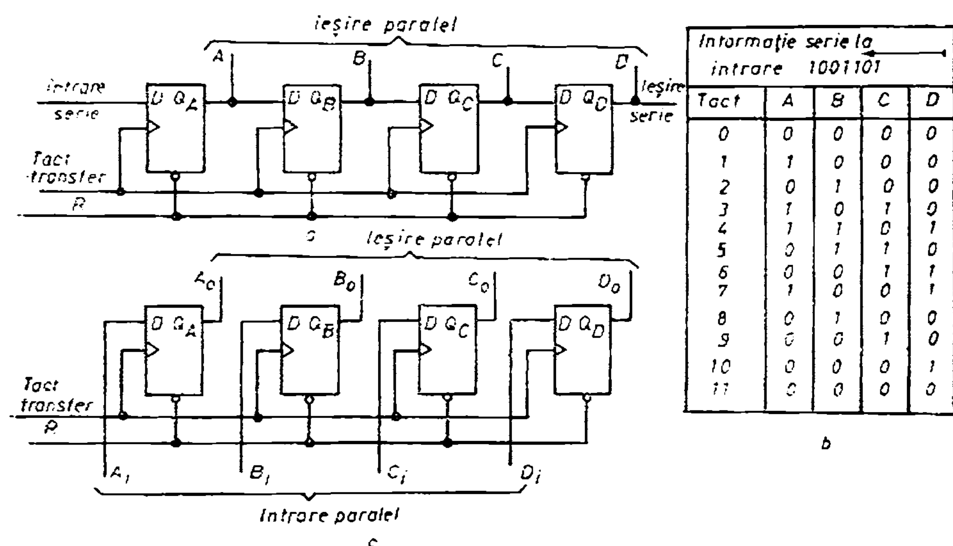
amintită. La numărătoarele directe prin ieșirea $Q_D$ se transmite unei decade superioare semnalul de transfer, iar la cele inverse prin $\overline{Q}_D$ semnalul de împrumut

Reținerea unor informații binare se face în memorii, care la aparate digitale sînt mai simple și se numesc *registre*. Ele se realizează tot cu *CBB*, aranjarea lor permițînd acceptarea/extragerea informației numerice în formă serie sau paralel.

Un registru cu intrare serie, numit *registru de deplasare* (fig. 13.2, *a*) primește la intrare, în ritmul tactului de transfer, începînd cu *LSB*, numărul de memorat bit cu bit. După cum se poate urmări în tabelul din figura 13.2, *b* cei patru *CBB* ai registrului transferă de la stînga spre dreapta cifrele binare ; de la ultimul *CBB* biții se pierd. Conținutul registrului se poate reține și recircula dacă ieșirea ultimului *CBB* ($Q_D$) se leagă la intrarea primului *CBB*, obținîndu-se un *registru în inel*.

Transmisia paralel a informației are loc prin aplicarea simultană a tuturor biților $A_i$, $B_i$,... la intrările *D* ale *CBB* (fig. 13.2, *c*), transferul producîndu-se la tactul de transfer.

Înscrierea și citirea datelor în/din registru se poate face în serie sau paralel, încît există patru combinații posibile : *intrare paralel, ieșire paralel* sau *serie* ; *intrare serie, ieșire paralel* sau *serie*. În ansamblul aparatului de măsurare se folosesc cele patru variante în funcție de viteza de lucru, volumul de componente, tipul afișajului. Astfel transmisia paralel fiind simultană, asigură viteză mare de transfer dar și un număr de bistabili egal cu numărul de biți, iar transmisia serie este mai lentă (pentru n biți trebuie n tacte), are în schimb un volum considerabil mai redus de elemente.




| Informație serie la intrare 1001101 | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Tact | A | B | C | D |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 2 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 3 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| 4 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 5 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| 6 | 0 | 0 | 1 | 1 |
| 7 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| 8 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 9 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 10 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| 11 | 0 | 0 | 0 | 0 |

**Fig. 13.2. Registre cu circuite basculante bistabile pentru 4 biți :**
*a* — intrare serie (registru de deplasare direct) ; *b* — diagrama stărilor *CBB* la aplicarea numărului 1001101 la intrarea registrului de deplasare ; *c* — intrare paralel.

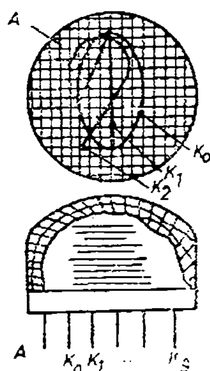


Fig. 13.3. Tub NIXIE.

## 13.2. DISPOZITIVE DE AFIŞARE ALE APARATELOR DE MĂSURARE DIGITALE

Afişarea rezultatului măsurării la un aparat digital se face cu dispozitive digitale sau analogice. Afişarea digitală se face cu *tuburi NIXIE, diode luminiscente, afişaj cu cristal lichid* şi *dispozitive de afişare cu tub catodic*. Afişarea analogică se realizează cu *şiruri de segmente luminoase*.

Tubul *NIXIE* este un dispozitiv cu descărcare în gaze. Constă dintr-un balon de sticlă umplut cu gaz inert sau amestec de gaze inerte, în care sînt dispuşi în etaje consecutive zece catozi de sîrmă (∅0,3 — 0,5) de forma cifrelor zecimale 0, 1, 2,..., 9 şi un anod comun din plasă fină de sîrmă, care înconjoară catozii (fig. 13.3). Dacă între anod şi un catod se aplică o tensiune continuă suficient de mare (160 —250 V), descărcarea în gaz se manifestă prin luminiscenţă în jurul catodului respectiv. Tuburile *NIXIE* au luminozitate bună, durată de viaţă ridicată (pînă la $10^5$ ore), dar au dezavantajul tensiunii anodice mari.

Diodele luminiscente (*LED*) sînt dispozitive semiconductoare cu joncţiune *p-n*, care emit radiaţii în spectrul vizibil cînd sînt polarizate direct. Joncţiunea *p-n* se realizează pe bază de galiu. Culoarea roşie se obţine prin depunerea unui strat epitaxial de GaAsP pe un substrat de GaAs, culorile galbenă şi roşu-portocalie prin depunerea unui strat de GaAsP pe un substrat de GaP, iar culoarea verde prin strat de GaP pe suport de GaP.

Cu o diodă se poate obţine doar un punct, segment sau un semn matematic luminos. Lumina emisă de joncţiunea *1* (fig. 13.4, *a*) este captată de cavitatea de difuzie *3* din material transparent. Forma difuzorului şi a suprafeţei sale frontale defineşte conturul vizibil pe afişaj (punct, linie). Dioda este accesibilă electric prin terminalele metalice *2*. Întregul ansamblu este fixat într-o carcasă de plastic prin turnare. Prin combinarea elementelor individuale se realizează în principal trei tipuri de dispozitive :

*a*) *LED* cu şapte segmente (fig. 13.4, *b* şi *c*) cu care se pot afişa cifrele 0-9 şi literele *A, b, C, d, E, F, H, J, L, P, S, U*. Capsulele *LED* cu şapte segmente se realizează cu anodul catodul comun tuturor diodelor (fig. 13.4, *c*).

*b*) *LED* pentru decadă incompletă şi semn (fig. 13.4, *d*).

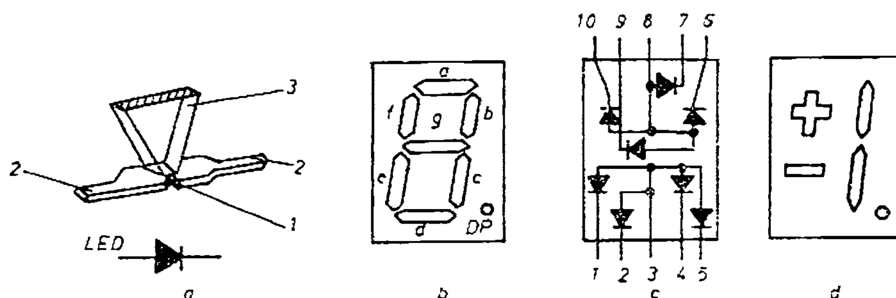


**Fig. 13.4. Dispozitiv de afişare cu LED :**
*a* — un element al dispozitivului ; *b* — afişaj cu 7 segmente (vedere) ; *c* — conexiunile interioare ale diodelor din capsulă, cu anod comun ; *d* — afişaj ±1.

c) *LED* cu puncte în matrice cu 7 linii și 4 sau 5 coloane (28 respectiv 35 diode în capsulă). Diodele sînt legate în matrice, adică anozii diodelor de pe cîte o coloană, respectiv catozii diodelor de pe cîte o linie sînt legați împreună. Aceste dispozitive permit afișarea oricărui caracter alfanumeric. Decodificarea informației binare pentru afișarea în matrice este complexă dispozitivul în matrice fiind puțin folosit la aparatele de măsurare.

Diodele luminiscente au cădere de tensiune directă de 1,6—2,5 V, curentul anodic de 5—25 mA, putere disipată 10—50 mW, tensiunea inversă admisibilă de cca. 6 V (datele se referă la un singur segment sau punct).

Dispozitivele *LED* sînt compatibile cu circuitele integrate *TTL*, la care se mai pot adăuga unele avantaje: au durată de viață mare ($10^5$ — $10^6$ ore), afișajul este activ — cu emisie de lumină, dimensiunile caracterelor pot fi miniaturale sau normale (înălțimea între 2,5—15 mm). Datorită avantajelor amintite dispozitivele cu *LED* sînt cele mai răspîndite. Ele se evită numai în cazul aparatelor portabile, la care consumul afișajului cu *LED* scurtează considerabil viața sursei de alimentare.

Dispozitivul de afișare cu cristale lichide (*LCD*) funcționează pe baza proprietății unor lichide de a deveni transparente în prezența unui cîmp electric. Lichidul este închis ermetic între două suprafețe plan paralele, dintre care una este transparentă (sticlă, plastic transparent). Pe partea interioară a suprafeței transparente se depune prin vaporizare un strat subțire de metal, avînd forma segmentelor de afișaj, stratul metalic optic transparent. Grosimea stratului de lichid este de 40—50 µm.

Este răspîndit tipul de *LCD* cu reflexie, la care electrodul posterior este opac și reflectă lumina primită dinspre observator în dreptul porțiunilor de afișaj aflate sub tensiune. Afișajul *LCD* cu reflexie se poate folosi numai în condițiile iluminării exterioare (afișaj pasiv). Dispozitivele *LCD* au avantajul consumului de putere extrem de redus (300—400 µW pentru 7 segmente activate). Durata de viață este relativ mică (sub $10^4$ ore), timpul de răspuns este mare (20—100 ms), deci *LCD* este utilizabil numai la măsurări statice sau dinamice lente. Tensiunea de polarizare dintre electrozii *LCD* este de 5—12 V, ceea ce asigură compatibilitate cu circuitele integrate *MOS* și TTL.

Forma de realizare a afișajului *LCD* este cu șapte segmente și punct zecimal, cu cifra 1 și semn sau mai multe segmente pentru afișarea caracterelor alfanumerice. Ermetizarea incintei cu lichid este una din principalele probleme constructive. Din acest motiv dispozitivele *LCD* se execută modular, o capsulă cuprinzînd 3—6 cifre. Pentru micșorarea numărului de terminale, toate segmentele identice ale cifrelor se leagă la cîte un terminal comun. Electrodul posterior este divizat în dreptunghiuri, în număr egal cu cel al cifrelor, fiecare fiind accesibil prin terminalele corespunzătoare. Dispozitivul *LCD* modular se poate utiliza numai în regim de afișare dinamică.

Afișarea pe tub catodic este utilizată în cazurile cînd se fac măsurări cu osciloscoape speciale sau cînd aparatul digital este cuplat la un sistem de măsurare automată și se solicită afișarea rezultatului pe terminal cu tub catodic.

Afișarea digitală a rezultatelor măsurării permite citirea lor comodă, fără erori subiective de citire, în regim staționar. În regimul dinamic al mărimii de măsurat, citirea unui afișaj numeric în permanentă schimbare este dificilă dacă nu imposibilă. În întîmpinarea acestor situații, cît și a realizării de afișaje sugestive la aparatele de panou digitale sau analogice, s-au realizat șiruri

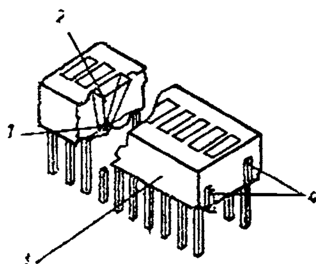


Fig. 13.5. Şir cu zece segmente luminoase.

de segmente luminoase. Dispozitivele cu şiruri luminoase au o construcţie modulară, într-un modul fiind 2—10 segmente. Un astfel de modul cu 10 segmente (fig. 13.5) constă din zece diode luminiscente *1*, tot atîtea cavităţi de difuzie *2*, ansamblul fiind rigidizat într-un corp de plastic *3*. În vederea formării de bare luminoase de lungime dorită modulul are un mecanism de interblocare *4*, cu care se cuplează la modulul vecin.

Conectarea şirului de segmente luminoase la aparatul de măsurare analogic sau digital se face astfel încît toate segmentele corespunzătoare unor valori mai mici decît valoarea măsurată să fie aprinse, formînd o coloană luminoasă sugestivă. Operatorul poate aprecia dintr-o singură privire starea mărimii urmărite şi variaţiile sale.

## 13.3. DECODIFICATOARE

Rezultatul numeric al conversiei *A/D* sau al numărătorului unui aparat de măsurare se poate transmite în cod — aparat unui sistem de măsurare automată (coduri binare, coduri *BCD*), iar în scopul afişării codul — aparat se transformă într-o combinaţie de nivele logice pe care le poate accepta dispozitivul de afişaj. Această transformare de cod se realizează cu ajutorul decodificatoarelor.

Varietatea decodificatoarelor este mare, pentru fiecare cod se poate construi un decodificator. Se va trata numai problema celor mai utilizate decodificatoare în aparatele de măsurare digitale, care au la intrare codul zecimal codificat binar 8421 (*NBCD*) şi la ieşire combinaţii pentru afişaj decadic cu tub *NIXIE*, *LED* sau *LCD*.

Decodificatoarele binar-zecimale pentru tub *NIXIE* trebuie să asigure, pentru orice combinaţie a biţilor în cod *NBCD* de la intrare, semnal logic activ numai la una din cele zece ieşiri (o decadă). Pentru clarificarea principiului decodificării în figura 13.6 se prezintă un decodificator cu doi biţi la intrare, în variantele cu ieşiri active de nivel logic 1 (fig. 13.6, *a*) respectiv logic 0 (fig. 13.6, *b*).

Comanda dispozitivelor de afişaj cu şapte segmente (*LED*, *LCD*) trebuie să asigure aprinderea unei părţi din cele 7 segmente pentru a obţine forma numerelor zecimale 0,1,. . ., 9.

După modul de afişare se deosebesc afişajul static şi cel dinamic. Pentru un afişaj static cu *n* cifre zecimale aparatul va cuprinde *n* canale separate cu transfer paralel de informaţie, fiecare cuprinzînd : o decadă a numărătorului, registru paralel, decodificator, sistem de comandă a afişajului şi un dispozitiv de afişare.

După cum s-a arătat mai înainte dispozitivele *LCD* se execută compact cu mai multe cifre, execuţie răspîndită şi la afişajele cu *LED*, toate segmentele identice fiind legate împreună la cîte un pin. La aceste dispozitive singurul mod de afişaj este cel dinamic. Datorită răspîndirii afişajului dinamic, în figura 13.7 se prezintă un sistem complet, care cuprinde componente prezentate mai înainte în acest capitol.

| B | A | $F_0$ | $F_1$ | $F_2$ | $F_3$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 |

*a*

| B | A | $F_0$ | $F_1$ | $F_2$ | $F_3$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 |
| 1 | 1 | 1 | 1 | 1 | 0 |

*b*

**Fig. 13.6. Decodificator de cod (84)21 în zecimal :**
*a* — ieşiri cu nivel 1 activ ; *b* — ieşiri cu nivel 0 activ.

**Fig. 13.7. Dispozitiv complet de afişare dinamică cu dispozitive monolitice** *LED*.

Numărătorul principal $CT_1$ are $n$ decade, starea finală a decadelor ($D_i$ $C_i$ $B_i$ $A_i$, $i = 1,...,n$) fiind transferată în cele patru registre de deplasare în inel $RG$, cu ieşirea serie a biţilor la bornele $A_0$, $B_0$, $C_0$, $D_0$. În ritmul generatorului de tact $G$ registrele deplasează spre dreapta conţinutul lor în ordinea 1, 2,...,$n$, 1, 2..., totodată numărătorul modulo $n$ $CT_2$ comandă prin comutatorul de anozi, punerea succesivă sub tensiune a anozilor $A_1$, $A_2$,...,$A_n$. Deşi decodificatorul $DC$ aplică nivelele logice active de aprindere a segmentelor simultan pe toate decadele afişajului $DP$, se va aprinde numai acea cifră zecimală al cărui anod este alimentat în acel moment. Deci din $n$ tacte de comutare o cifră este aprinsă un tact şi stinsă timp de $n$-1 tacte. Frecvenţa de tact se alege atît de mare încît ochiul omului să nu perceapă pîlpîirea afişajului. Numărătorul de transfer $CT_3$ este coordonat cu sistemul de fixare a ciclului de conversie $A/D$ sau de numărare a lui $CT_1$, pentru ca la finele fiecărei conversii $CT_3$ să comande anularea registrelor şi transferul paralel al noului rezultat spre afişare.

Rezultatul afişării este accesibil în cod $BCD$ sub formă de cuvinte serie — biţi paralel, formă adecvată acţionării unei imprimante pentru fixarea rezultatului.

# 14
# MICROPROCESOARE

În etapa actuală a dezvoltării tehnicii digitale, sistemele cu microprocesoare tind să înlocuiască circuitele convenționale, găsindu-și aplicabilitate în toate domeniile în care se utilizează comanda după un program sau o automatizare secvențială. Această tendință este justificată prin cele două mari avantaje pe care sistemele cu micoprocesoare le posedă :

— reducerea substanțială a numărului de componente utilizate ;

— flexibilitatea ridicată, datorită posibilităților de a impune funcționarea sistemului conform unui program memorat. În aceste condiții, pentru a schimba funcțiile sistemului, este suficient a modifica numai programul memorat, fără a reproiecta structura logică a noului sistem.

Pentru a ușura munca utilizatorilor, firmele producătoare de microprocesoare dezvoltă configurații standard de microsisteme de calcul, cu o structură foarte flexibilă, adaptabilă unor necesități concrete.

În figura 14.1 este reprezentată schema funcțională a unui microsistem de calcul, în care se disting principalele elemente componente: *microprocesorul, unitățile de memorie, circuitele auxiliare* (pentru generarea semnalelor de tact, amplificarea semnalelor etc.) și *circuitele de interfață* pentru comunicarea cu echipamentele de intrare-ieșire.

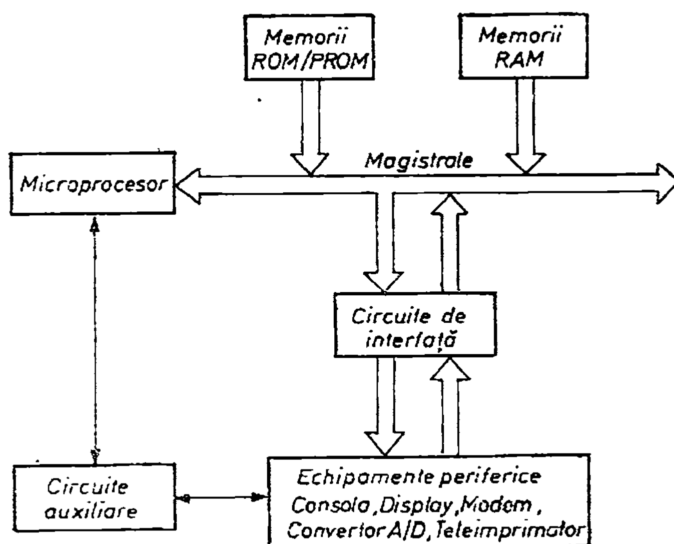



**Fig. 14.1.** Schema funcțională a unui microsistem de calcul.

Microprocesorul este un circuit integrat LSI sau VLSI, avînd rolul de a efectua operații aritmetice (adunare, scădere), logice (ŞI, SAU, SAU EXCLUSIV etc.) și de transfer, conform unui program.

În structura unui microsistem apar două categorii de memorii :

— de tip RAM, memorii cu posibilități de înscriere și citire, utilizate în special pentru stocarea datelor ;

— de tip ROM/PROM, memorii numai cu posibilități de citire, utilizate în special pentru păstrarea programelor (succesiunilor de instrucțiuni ale microprocesorului).

Informația între blocurile componente ale microsistemului se transmite unidirecțional sau bidirecțional prin intermediul magistralelor. Există trei tipuri de magistrale :

— *magistrala de date*, întotdeauna bidirecțională, este utilizată pentru a transmite datele între diferite componente ale sistemului, în particular între microprocesor și memorie, respectiv între microprocesor și circuitele de interfață ;

— *magistrala de adrese*, unidirecțională, pornește din microprocesor avînd destinația de a transporta biții care constituie o adresă ;

— *magistrala de control* este utilizată pentru a transporta semnalele de sincronizare și control între microprocesor și celelalte componente ale sistemului.

Pentru a-și îndeplini rolul într-un microsistem, microprocesorului trebuie să i se adauge cel puțin două tipuri de circuite auxiliare : un *circuit generator de tact*, în mod obișnuit controlat de un cristal de cuarț exterior și un *circuit cu specific de amplificare a semnalelor de pe magistrale*, avînd uneori și rolul de a controla vehicularea acestor semnale.

După anul 1976 au apărut tipuri noi de microprocesoare care pot îngloba în circuitul de bază una sau chiar amîndouă din funcțiile circuitelor auxiliare mai sus menționate.

Noile generații de microcalculatoare, apărute ca urmare a progreselor recente realizate în tehnologiile LSI se caracterizează prin integrarea pe două pastile de siliciu sau chiar pe una singură a microprocesorului tradițional, împreună cu memoriile RAM, ROM/PROM, cu circuitele de interfață și cele auxiliare.

## 14.1. STRUCTURA GENERALĂ A UNUI MICROPROCESOR

În sistemele pe bază de microprocesor procesarea informației se face la nivel de cuvînt.

Cuvintele pot fi de adresare (a unei locații de memorie) și cuvinte adresate (ce exprimă o instrucțiune pentru procesor sau o dată pentru procesare).

În fiecare locație a memoriei este stocat un cuvînt cu o lungime de n biți. Pentru un microprocesor lungimea $n$ a cuvîntului este o caracteristică principală, determinînd dimensiunea registrelor interne și capacitatea magistralelor. Există microprocesoare care lucrează cu 4, 8, 16 sau chiar 32 biți. Fiecare locație a memoriei este adresată cu un cuvînt de adresare cu lungimea de $m$ biți ; deci pot fi selectate în total $2^m$ locații ale memoriei.

Majoritatea microprocesoarelor actuale prezintă o structură internă asemănătoare. Această structură este reprezentată, într-o formă simplă, în figura 14.2, în care se deosebesc următoarele blocuri funcționale interconectate :

*Numărătorul de adrese.* Acesta conține în orice moment adresa instrucțiunii ce urmează a fi executată. La începutul analizei și execuției unei noi instruc-

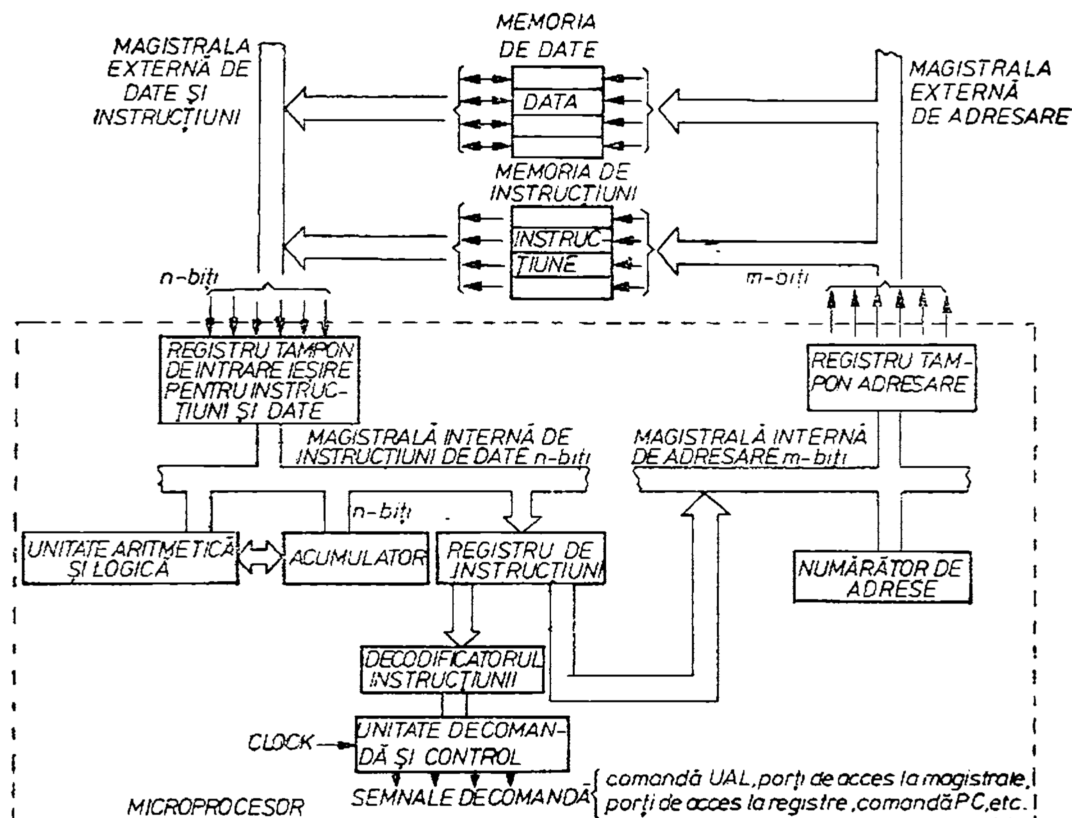



Fig. 14.2. Schema funcţională simplificată a unui microprocesor.

ţiuni, conţinutul numărătorului de adrese este transmis pe magistrala de adresare către memoria externă de instrucţiuni. În mod normal microprocesorul, prin circuitul său de comandă, incrementează cu o unitate conţinutul numărătorului de adrese după fiecare ciclu de extragere. Această incrementare secvenţială nu este respectată în cazul unei instrucţiuni de salt, instrucţiune care conţine adresa de destinaţie a saltului. În consecinţă, pe parcursul executării instrucţiunii de salt microprocesorul înlocuieşte conţinutul numărătorului de adrese cu adresa aflată în instrucţiunea de salt, urmînd ca programul să continue normal de la adresa specificată în această instrucţiune.

*Registrul de instrucţiuni.* În acest registru este stocat cuvîntul instrucţiune de $n$ biţi pe timpul executării acesteia.

*Unitatea aritmetică şi logică.* Este un circuit combinaţional, capabil să efectueze operaţii aritmetice şi logice, avînd două intrări pentru cei doi operanzi şi o ieşire pentru operandul rezultat.

*Registrul acumulator.* Acumulatorul este un registru de $n$ biţi cu acces paralel, în care se stochează primul operand în decursul procesării, iar în final rezultatul operaţiei.

*Unitatea de comandă şi control.* Este blocul funcţional cel mai complex al microprocesorului. Ea generează semnalele care comandă funcţionarea unităţii aritmetice şi logice a acumulatorului, numărătorului de adrese, dirijează

transferul informației pe magistralele interne prin închiderea și deschiderea anumitor porți, generează comenzi în exterior etc. În majoritatea microprocesoarelor, unitatea de comandă și control este implementată intern, utilizînd tehnica microprogramării (succesiunea semnalelor de comandă și și control fiind memorată într-o memorie de comandă care nu este accesibilă utilizatorului).

*Magistrale interne și registre tampon de intrare-ieșire.* Magistralele interne sînt necesare pentru transferul informației între diferite circuite ale microprocesorului. Magistrala de adrese este independentă de magistrala de instrucțiuni și de date. Acesta este cazul celor mai multe structuri de microprocesoare, dar nu singurul posibil. Există și structuri ce conțin o singură magistrală de intrare-ieșire, structuri ce reduc numărul de conexiuni, dar necesită o logică externă mai complexă pentru multiplexarea informației.

Registrul tampon este un registru utilizat ca o memorie temporară, realizînd totodată și restabilirea corectă a nivelelor logice. El servește ca un tampon între microprocesor și exterior ; registrul tampon de ieșire trebuie să fie de tip TSL dacă la magistrala respectivă se pot conecta și alți emițători.

## 14.2. FUNCȚIONAREA UNUI MICROPROCESOR

Execuția unei instrucțiuni într-un microprocesor necesită două cicluri distincte :

— ciclul de aducere a instrucțiunii, identic ca procedură pentru orice instrucțiune ;

— ciclul de execuție a instrucțiunii, necesitînd un timp mai scurt sau mai lung în funcție de complexitatea instrucțiunii.

În ciclul de aducere (extragere) microprocesorul transmite pe magistrala de adrese conținutul numărătorului de adrese, concomitent cu o comandă de citire a memoriei. După un timp de ordinul sutelor de nanosecunde, denumit *timp de acces*, memoria răspunde la solicitarea microprocesorului depunînd pe magistrala de date și instrucțiuni conținutul adresei selectate, conținut ce este transferat în registrul de instrucțiuni și decodificat.

În ciclul de execuție, în urma decodificării conținutului registrului de instrucțiuni, semnalele rezultate sînt prelucrate de unitatea de comandă și control, în scopul generării secvențiale a comenzilor necesare execuției instrucțiunii în cauză. În figura 14.3 sînt reprezentate circuitele care participă la aducerea și execuția unei instrucțiuni.

Presupunînd că microprocesorul are 8 biți, lungimea cuvîntului de 8 biți nu este suficientă întotdeauna pentru orice tip de instrucțiune. Instrucțiunile care fac referiri la memorie, au nevoie de o lungime mai mare a cuvîntului de instrucțiune : 8, 16 sau 24 biți, așezați succesiv în 1, 2 sau 3 octeți ai memoriei. Pentru instrucțiuni mai lungi de un octet, unitatea de comandă și control va trebui să genereze mai multe semnale succesive (2 sau 3) pentru citirea memoriei. Deci, pentru astfel de instrucțiuni, microprocesorul va efectua două sau trei cicluri de aducere, înaintea unui ciclu de execuție.

În cele de mai sus a fost prezentat modul de aducere și execuție al unei singure instrucțiuni. Avînd în vedere că un program conține o succesiune de instrucțiuni, acestea vor fi aduse și executate în mod secvențial. Acest

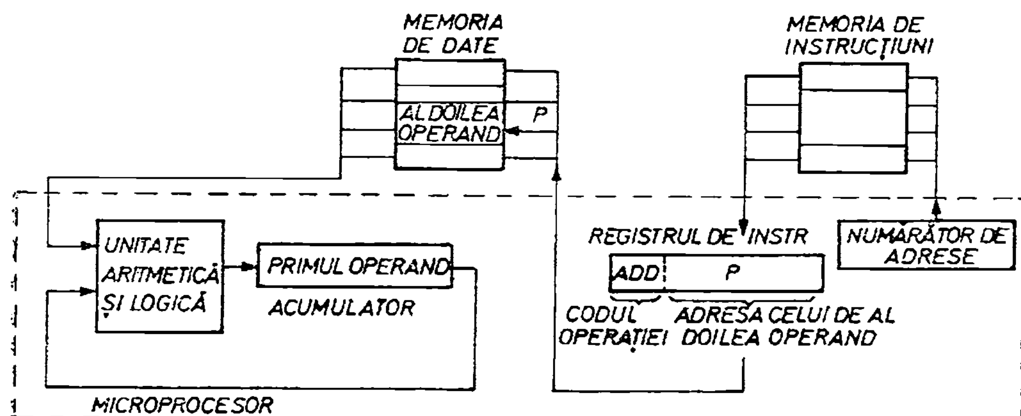



Fig. 14.3. Schema circuitelor care participă a aducerea şi execuţia unei instrucţiuni.

lucru se realizează prevăzînd numărătorul de adrese cu un circuit de incrementare, prin care conţinutului său îi este adăugată o unitate, imediat ce vechiul său conţinut nu mai este necesar în procesul de calcul. În consecinţă, activitatea unui microprocesor se desfăşoară în mod ciclic. El analizează secvenţial instrucţiunile înscrise în memorie, parcurgînd în mod repetat ciclurile de aducere şi cele de execuţie. Această succesiune a operaţiilor este controlată de un oscilator cu cuarţ, care generează semnalele de tact necesare funcţionării întregului sistem.

Operaţiile de intrare-ieşire sînt similare celor de citire sau înscriere în memorie, cu menţiunea că sînt adresate registre din unităţi de interfaţă şi nu cuvinte ale memoriei. Microprocesorul comunică natura operaţiei de intrare/ieşire şi adresa circuitului de interfaţă, urmînd a recepţiona sau transmite informaţia utilă în paralel, cu o capacitate egală cu numărul de biţi ai magistralei de date.

# 15
# DISPOZITIVE DE RAPORT

Dispozitivele de raport se utilizează pe scară largă pentru extinderea intervalelor de măsurare ale unor aparate electrice (ampermetre, voltmetre, wattmetre, cosfimetre, contoare, compensatoare, punţi).

Dispozitivele de raport pot fi privite ca multipoli liniari, pasivi şi reciproci. În mod obişnuit se utilizează numai *dispozitive diport* (cu două perechi de borne) şi *triport* (cu trei perechi de borne) (fig. 15.1). Fiecare din acestea poate servi, în principiu, la stabilirea unui raport de tensiuni sau a unui raport de curenţi.

După funcţiunea pe care o îndeplinesc, dispozitivele de raport se pot clasifica în următoarele categorii :

— *Dispozitive diport* (fig. 15.1, *a*), *care realizează o transformare intrare-ieşire* (dispozitive tip transformator), avînd ca parametru caracteristic raportul dintre mărimea de ieşire şi mărimea de intrare

$$U_2 = K_u U_1 \quad \text{sau} \quad I_2 = K_i I_1, \qquad (15.1)$$

unde $U_1$ şi $U_2$ sînt tensiunile de intrare, respectiv de ieşire, iar $I_1$ şi $I_2$ sînt curenţii de intrare, respectiv de ieşire. Exemple : divizoarele de tensiune, transformatoarele de tensiune şi de curent.

— *Dispozitive triport* (fig. 15.1, *b*), *care realizează o transformare ieşire-ieşire* (dispozitiv tip generator), asigurînd un raport constant între cele două mărimi de ieşire, independent de valoarea mărimii de intrare

$$U_2' = K_u U_2'' \quad \text{sau} \quad I_2' = K_i I_2'', \qquad (15.2)$$

unde $U_2$, $U_2''$ sînt tensiunile la cele două ieşiri, iar $I_2'$, $I_2''$ sînt curenţii la cele două ieşiri. Exemple : transformatoarele de raport de tensiune şi de curent.

— *Dispozitive triport* (fig. 15.1, *c*), *care realizează o comparare intrare-intrare* între cele două mărimi aplicate la intrare (dispozitiv tip comparator) astfel încît la anularea mărimii de ieşire există un raport constant între mărimile de intrare

$$U_1' = K_u U_1'' \quad \text{sau} \quad I_1' = K_i I_1'', \qquad (15.3)$$

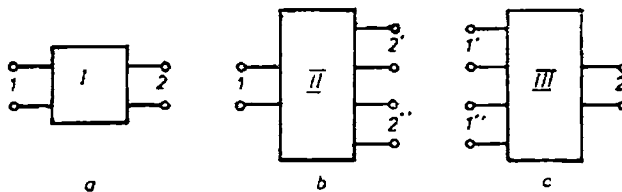



**Fig. 15.1. Dispozitive de raport.**

(pentru $U_2 = 0$, respectiv $I_2 = 0$), unde $U_1'$ și $U_1''$ sînt tensiunile la cele două intrări, iar $I_1'$ și $I_1''$ sînt curenții la cele două intrări. Exemplu : comparatorul inductiv de curent.

Rezultă în total șase variante de dispozitive de raport. Parametrii caracteristici $K_u$ și $K_i$ sînt definiți în condiții de sarcină precizate. De obicei, dispozitivele de raport de tensiune sînt considerate ca funcționînd în gol ($I_2 = I_2' = I_2'' = 0$), iar dispozitivele de raport de curent — în scurtcircuit ($U_2 = U_2' = U_2'' = 0$).

După natura elementelor componente, dispozitivele de raport pot fi : rezistive, inductive și capacitive.

## 15.1. DISPOZITIVE DE RAPORT REZISTIVE

Cele mai răspîndite dispozitive de raport de acest tip sînt divizoarele de tensiune rezistive. Ele se utilizează pentru extinderea limitei superioare de măsurare a voltmetrelor și a compensoarelor de curent continuu.

Schema de principiu a unui divizor de tensiune este dată în figura 15.2, *a*.

Tensiunea $U_2$, la bornele rezistorului $R_2$, este

$$U_2 = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2},$$

deci se obține un raport de reducere (divizare)

$$k_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}}. \tag{15.4}$$

Treptele de divizare de obicei sînt decadice, ceea ce ușurează citirea rezultatului (fig. 15.2, *b*). Se utilizează uneori și divizoare cu mai multe decade conectate în cascadă, avînd schema reprezentată în figura 7.6.

Pentru măsurarea tensiunii $U_2$ se conectează la ieșire un aparat cu rezistența interioară $R$ (fig. 15.2, *a*). Datorită acestui fapt, tensiunea $U_2$ ia valoarea

$$U_2' = \frac{U_1}{R_1 + \frac{R_2 R}{R_2 + R}} \cdot \frac{R_2 R}{R_2 + R} = \frac{U_1}{\frac{R_1}{R_2}\left(1 + \frac{R_2}{R}\right) + 1}. \tag{15.5}$$

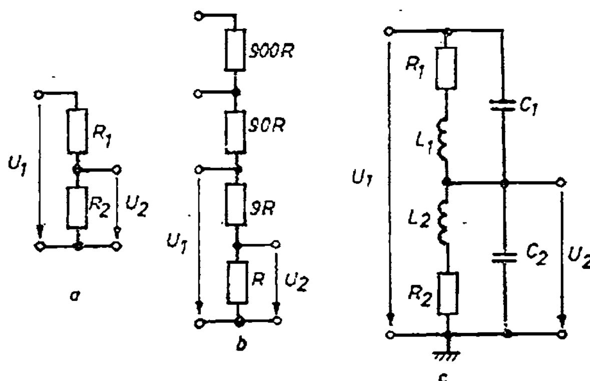



**Fig. 15.2. Divizor de tensiune rezistiv :**
*a* — schemă de principiu ; *b* — divizor cu trei trepte de divizare ; *c* — schema echivalentă a unui divizor de tensiune rezistiv.

Se observă că prezența aparatului conduce la modificarea raportului $k_u$ al divizorului, cu atît mai mult cu cît $R$ este mai mic în raport cu $R_2$. Dacă $R \gg R_2$, atunci se poate considera că raportul rămîne neschimbat; deci divizoarele trebuie să lucreze într-un regim de mers în gol. Din acest motiv, divizoarele de tensiune rezistive se utilizează asociate, în special, cu compensatoare de curent continuu.

Erorile divizoarelor de tensiune sînt determinate, în primul rînd, de abaterile rezistențelor componente de la valorile lor nominale. Chiar dacă rezistoarele sînt ajustate inițial cu precizie foarte bună, valorile lor se pot modifica din următoarele cauze: îmbătrînirea rezistoarelor, variația rezistențelor cu temperatura ambiantă și cu umiditatea, variația rezistențelor în urma autoîncălzirii, influența rezistențelor de izolație.

Clasele de precizie ale divizoarelor de tensiune sînt cuprinse între 0,0001 și 0,1. Eroarea unui divizor de tensiune rezistiv este definită ca

$$\varepsilon = \frac{k_{un} - k_u}{k_u},$$

unde $k_{un}$ este valoarea nominală, iar $k_u$ valoarea reală a raportului de divizare.

Divizoarele de tensiune rezistive se utilizează în prezent și pentru măsurarea tensiunilor variabile în timp și a tensiunilor de impuls, asociate în special cu osciloscoape catodice. Datorită faptului că rezistoarele nu sînt elemente ideale, divizorul are schema echivalentă reprezentată în figura 15.2, c, în care $L_1$, $L_2$ sînt inductivitățile rezistoarelor, iar $C_1$, $C_2$ capacitățile parazite. Ca urmare, raportul de divizare $k_u$ va fi influențat de parametrii reziduali $L$ și $C$ ai divizorului, forma semnalului trecut printr-un divizor suferind modificări nedorite.

Pentru reducerea erorilor de măsurare, divizoarele de tensiune rezistive utilizate în regimuri de funcționare variabile sau în regim de impuls au o construcție specială, majoritatea lor fiind ecranate.

## 15.2. DISPOZITIVE DE RAPORT INDUCTIVE

Dispozitivele de raport inductive se utilizează pentru măsurări în curent alternativ și se caracterizează prin performanțe superioare dispozitivelor de raport rezistive. Ele sînt constituite, în principiu, din bobine cuplate strîns între ele, plasate simetric pe miezuri de mare permeabilitate magnetică și au particularitatea că rapoartele lor $K_u$ și $K_i$ sînt determinate, cu o precizie foarte bună, de numerele de spire ale înfășurărilor, fiind astfel extrem de stabile în timp și neinfluențate de factorii de mediu.

Aceste dispozitive permit realizarea tuturor funcțiunilor considerate la începutul capitolului. Cele mai răspîndite dispozitive de raport inductive sînt: transformatoarele de măsură (de tensiune și de curent), divizoarele inductive de tensiune, transformatoarele de raport de tensiune și comparatoarele inductive de curent.

### 15.2.1. TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

Transformatoarele de măsură sînt transformatoare electrice speciale, destinate extinderii intervalului de măsurare al aparatelor de măsurare și izolării acestor aparate de circuitele de înaltă tensiune, periculoase pentru personalul de deservire.

Întrucît se bazează pe fenomenul de inducție electromagnetică, transformatoarele de măsură funcționează numai în curent alternativ.

**Transformatoare de tensiune.** Se utilizează pentru reducerea valorilor tensiunii în circuite cu tensiuni nominale peste 500 V, la tensiunea secundară nominală de 100 V (sau 110 V).

Un transformator de tensiune este constituit dintr-un circuit feromagnetic închis, confecționat din tole, pe care se găsesc înfășurarea primară cu $N_1$ spire și înfășurarea secundară cu $N_2$ spire. La bornele înfășurării primare se aplică tensiunea de măsurat $u_1$, iar la bornele secundare se leagă un voltmetru (fig. 15.3) sau circuitul de tensiune al unui wattmetru, contor, cosfimetru etc. Deoarece impedanța aparatelor conectate în circuitul secundar este mare, regimul normal de funcționare al acestor transformatoare este apropiat de regimul de funcționare în gol.

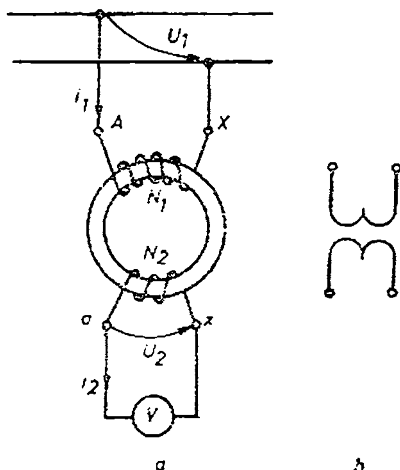


Fig. 15.3. Transformator de tensiune: *a* — schemă de principiu; *b* — simbol general.

Transformatoarele de tensiune se construiesc în țara noastră pentru diferite tensiuni primare nominale $U_{1n}$, cuprinse între 0,38—400 kV și tensiunea secundară nominală $U_{2n}$ = 100 V (sau 110 V).

Raportul tensiunilor nominale se numește raport de transformare nominal

$$k_{un} = \frac{U_{1n}}{U_{2n}}, \tag{15.6}$$

iar raportul tensiunilor $U_1$ și $U_2$ — raport de transformare efectiv

$$k_u = \frac{U_1}{U_2}. \tag{15.7}$$

În timp ce $k_{un}$ este o mărime constantă, $k_u$ variază (însă în limite foarte restrînse) în funcție de mărimea și caracterul sarcinii din secundar, de materialul din care este executat transformatorul, de caracteristicile constructive ale acestuia etc. Din acest motiv, în practică se consideră $k_{un} = k_u$ și astfel tensiunea primară necunoscută se determină cu relația:

$$U_1 = k_{un} U_2, \tag{15.8}$$

unde $U_2$ este tensiunea indicată de voltmetru.

Folosirea relației (15.8) pentru calculul tensiunii $U_1$ introduce erori, care provin din inegalitatea rapoartelor de transformare efectiv și nominal. Eroarea relativă cu care se măsoară tensiunea primară, exprimată în procente, este:

$$\varepsilon_u = \frac{k_{un}U_2 - U_1}{U_1} 100 = \frac{k_{un}U_2 - k_u U_2}{k_u U_2} 100 = \frac{k_{un} - k_u}{k_u} 100. \tag{15.9}$$

Această eroare se numește *eroare de tensiune* sau de raport a transformatorului, fiind cuprinsă de obicei între 0,1 și 3%.

Pe lîngă eroarea de tensiune, transformatorul mai prezintă şi o *eroare de unghi*. Se numeşte eroare de unghi a unui transformator de tensiune, unghiul de defazaj $\delta_u$ dintre tensiunea primară $u_1$ şi tensiunea secundară $u_2$. El se consideră pozitiv dacă $u_2$ este defazată înaintea lui $u_1$.

Eroarea de unghi afectează numai măsurările în care intervine defazajul dintre tensiune şi curent (wattmetre, contoare, fazmetre). Ea nu are importanţă în cazul măsurării tensiunii.

Erorile transformatorului de tensiune sînt determinate, în mare parte, de căderile de tensiune în cele două înfăşurări, adică de rezistenţele şi reactanţele acestora şi de valoarea curentului de magnetizare. Aceste erori depind de valoarea tensiunii primare, de mărimea curentului secundar şi de frecvenţă. Pentru micşorarea erorilor, înfăşurările se execută cu conductoare de secţiune mai mare decît cea impusă de solicitarea termică, iar miezul magnetic se construieşte cu secţiune mărită, lungime cît mai mică, dintr-un material de înaltă permeabilitate şi pierderi reduse.

Un transformator de tensiune este caracterizat printr-o putere secundară nominală şi printr-o clasă de precizie.

*Puterea secundară nominală* este puterea aparentă exprimată în VA, pe care transformatorul o poate furniza circuitului secundar, sub tensiune secundară nominală, fără ca erorile transformatorului să depăşească valorile admisibile. Puterile standardizate sînt cuprinse între 5 şi 1 000 VA.

Clasele de precizie standardizate sînt 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 şi 3 (în laboratoarele metrologice se folosesc şi transformatoare de clasă 0,05 sau chiar mai precise). *Indicele de clasă* reprezintă eroarea de raport, exprimată în procente, pentru o tensiune secundară variabilă între 80 şi 120% din tensiunea secundară nominală şi pentru o putere secundară cuprinsă între 25 şi 100% din puterea secundară nominală, sub un factor de putere 0,8 inductiv. În tabelul 15.1 se indică erorile limită la transformatoarele de tensiune, conform STAS 4323-70.

*Tabelul 15.1*

**Erorile limită pentru transformatoarele de tensiune**

| Clasa de precizie | Erori limită | |
|---|---|---|
| | $\varepsilon_u$ [%] | $\delta_u$ [min] |
| 0,1 | ±0,1 | ± 5 |
| 0,2 | ±0,2 | ±10 |
| 0,5 | ±0,5 | ±20 |
| 1 | ±1 | ±40 |
| 3 | ±3 | — |

Marcarea bornelor primare şi secundare se face cu literele *A—X* respectiv *a—x*, curentul secundar închizîndu-se prin sarcină de la *a* la *x* cînd primarul este parcurs de curent de la *A* la *X*. La transformatoarele trifazate bornele primare se notează cu literele *A*, *B*, *C* (începuturile) şi *X*, *Y*, *Z* (sfîrşiturile), iar cele secundare cu *a*, *b*, *c*, respectiv *x*, *y*, *z*. Punctul neutru se marchează cu *O* (în primar), respectiv *o* (în secundar).

Din punct de vedere constructiv, transformatoarele se pot clasifica:

— după numărul de faze (monofazate, bifazate, trifazate);

— după felul montajului (de exterior, de interior);

— după natura izolației (cu ulei, cu aer, cu rășini sintetice).

Ele se construiesc de obicei cu două sau trei înfășurări secundare, una de măsură și celelalte de protecție (cu clasele de precizie 3P și 6P).

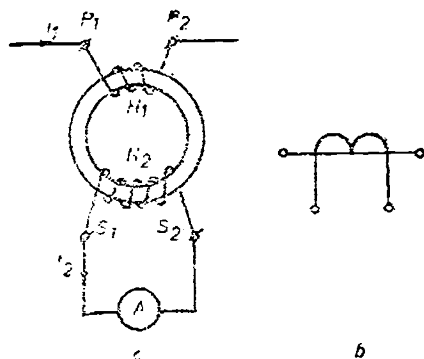



**Fig. 15.4.** Transformator de curent: *a* — schemă de principiu; *b* — simbol general.

Transformatoarele de laborator se construiesc pentru clasele de precizie 0,2; 0,1; 0,05; 0,01 și au mai multe limite de măsurare comutabile prin modificarea conexiunilor unor secțiuni ale primarului sau cu ajutorul prizelor prevăzute în secundar.

**Transformatoare de curent.** Se utilizează pentru reducerea curenților de măsurat la o valoare standardizată de 5 sau 1 A, izolînd totodată aparatul indicator față de circuitul primar.

Transformatorul de curent este constituit dintr-un circuit feromagnetic închis, confecționat din tole, pe care se găsesc înfășurarea primară cu $N_1$ spire și înfășurarea secundară cu $N_2$ spire. Primarul transformatorului se conectează în serie cu circuitul al cărui curent trebuie măsurat, iar secundarul lui se închide pe un ampermetru (fig. 15.4) sau pe circuitul de curent al unui wattmetru, contor, cosfimetru etc.

Spre deosebire de transformatoarele de tensiune, care lucrează în apropierea regimului de mers în gol, transformatoarele de curent funcționează practic în scurtcircuit, impedanța aparatelor conectate în secundar fiind foarte mică. În acest regim fluxul magnetic prin miez este practic egal cu zero.

Regimul de funcționare în gol constituie un regim de avarie pentru transformatorul de curent, deoarece curentul de magnetizare (de mers în gol) devine egal cu curentul primar, care fiind determinat de parametrii circuitului exterior nu se modifică. Ca urmare, fluxul din miezul transformatorului crește foarte mult, ceea ce duce, pe de o parte, la o tensiune indusă în secundar de valoare ridicată, periculoasă pentru personalul de deservire, iar pe de altă parte, la creșterea pronunțată a pierderilor în fier. Datorită acestor pierderi are loc o încălzire excesivă a miezului, care poate avea ca efect distrugerea izolației înfășurărilor și chiar aprinderea transformatorului. Pentru a evita funcționarea accidentală în gol, nu se montează niciodată siguranțe în circuitele secundare ale transformatoarelor de curent.

După ce un transformator de curent a funcționat un timp scurt cu secundarul deschis și nu s-a deteriorat, totuși miezul acestuia rămîne magnetizat, inducția remanentă putînd avea valori de 0,6—0,7 T, adică mult mai mari decît în regim normal de funcționare. Din acest motiv, transformatorul poate fi utilizat din nou numai după o prealabilă demagnetizare a miezului în curent alternativ și verificarea clasei de precizie.

Transformatoarele de curent se construiesc pentru diferiţi curenţi primari nominali $I_{1n}$, cuprinşi între 5 A şi zeci de mii de A, curentul secundar nominal $I_{2n}$ fiind de 5 A (în cazuri speciale 1 A sau 2 A).

Raportul curenţilor nominali se numeşte raport de transformare nominal

$$k_{in} = \frac{I_{1n}}{I_{2n}}, \tag{15.10}$$

iar raportul curenţilor $I_1$ şi $I_2$ — raport de transformare efectiv

$$k_i = \frac{I_1}{I_2}. \tag{15.11}$$

Întrucît $k_i$ nu este o mărime constantă şi cunoscută, variind, în limite restrînse, în funcţie de caracteristicile constructive ale transformatorului, de mărimea şi caracterul sarcinii din secundar, curentul primar necunoscut nu se determină cu (15.11), ci cu relaţia :

$$I_1 = k_{in} I_2, \tag{15.12}$$

unde $I_2$ este curentul indicat de ampermetrul din secundar.

Folosirea acestei relaţii pentru calculul curentului $I_1$ provoacă unele erori, care provin din inegalitatea rapoartelor de transformare efectiv şi nominal. Eroarea relativă cu care se măsoară curentul primar este :

$$\varepsilon_i = \frac{k_{in}I_2 - I_1}{I_1} 100 = \frac{k_{in}I_2 - k_i I_2}{k_i I_2} 100 = \frac{k_{in} - k_i}{k_i} 100. \tag{15.13}$$

Această eroare se numeşte eroare de curent sau de raport a transformatorului, fiind cuprinsă în mod obişnuit între 0,1 şi 3%.

Transformatorul mai prezintă şi o eroare de unghi $\delta_i$, definită ca fiind unghiul de defazaj dintre curentul primar $i_1$ şi cel secundar $i_2$ (considerat pozitiv dacă $i_2$ este defazat înaintea lui $i_1$). Ca şi la transformatorul de tensiune, $\delta_i$ afectează numai măsurările în care intervine defazajul dintre tensiune şi curent.

Erorile transformatorului de curent sînt cauzate de existenţa solenaţiei magnetizante, respectiv de faptul că reluctanţa magnetică a circuitului este diferită de zero. De aceea, în scopul reducerii erorilor, se tinde la realizarea unor circuite magnetice cu reluctanţă mică, folosind aliaje de mare permeabilitate.

Erorile unui transformator de curent, de construcţie dată, variază cu valoarea curentului primar şi cu impedanţa circuitului secundar. S-a constatat că erorile sînt mai mari la valori mici ale curentului faţă de cel nominal şi cresc o dată cu creşterea impedanţei secundare. Pentru menţinerea unei anumite precizii trebuie limitate valorile impedanţei secundare precum şi domeniul de variaţie a curenţilor.

Există o serie de procedee de compensare artificială a erorilor, transformatoarele respective numindu-se *transformatoare compensate*. Unul din acestea se bazează pe premagnetizarea miezului în curent alternativ, plasînd astfel zona de funcţionare a transformatorului în acea parte a curbei de magnetizare în care atît permeabilitatea statică $\mu_s = B/H$, cît şi cea dinamică $\mu_d = \mathrm{d}B/\mathrm{d}H$ sînt maxime (dacă nu se iau măsuri speciale, transformatorul de curent funcţionează în regim normal la începutul curbei de magnetizare, unde permeabilitatea este mică). Premagnetizarea se realizează folosind înfăşurări speciale, alimentate de la surse auxiliare de curent sau chiar cu

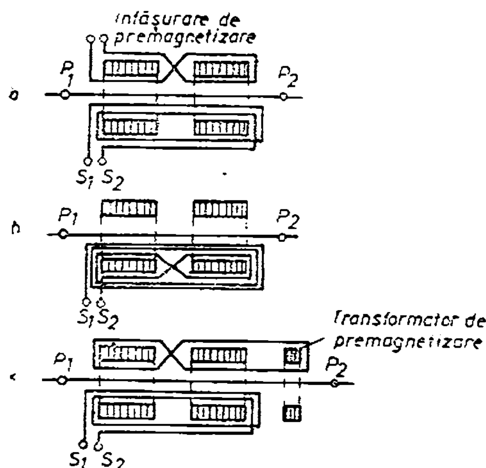



Fig. 15.5. Transformatoare de curent compensate: *a* — cu premagnetizare de la sursă exterioară; *b* — cu premagnetizare proprie de la curentul secundar; *c* — cu transformator de premagnetizare auxiliar.

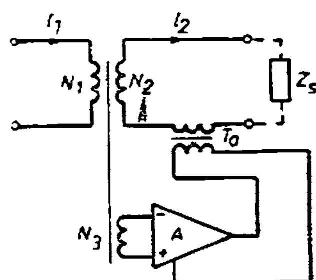



Fig. 15.6. Transformator de curent cu compensare electronică a erorilor.

unul din curenții transformatorului (primar sau secundar). În figura 15.5 sînt indicate trei soluții de realizare a transformatoarelor compensate.

Erorile transformatorului de curent se pot micșora și mai mult dacă se utilizează mijloace electronice pentru generarea curentului de magnetizare necesar. În figura 15.6 s-a reprezentat un transformator de curent cu compensarea electronică a erorilor. Puterea în circuitul secundar este furnizată de amplificatorul $A$, prin intermediul transformatorului auxiliar $T_a$. Transformatorul de curent nu transferă practic putere, funcționînd cu un flux magnetic aproape nul. Erorile pot fi reduse astfel la ordinul $(1\ldots5)10^{-6}$.

Metode similare de compensare a erorilor se pot utiliza și la transformatoarele de tensiune.

Un transformator de curent este caracterizat printr-o putere secundară nominală $P_{2n}$, o impedanță secundară nominală $Z_{2n}$ și o clasă de precizie.

Puterea secundară nominală este acea putere aparentă, exprimată în VA, pe care transformatorul o poate furniza circuitului secundar, sub curent secundar nominal, fără ca erorile transformatorului să depășească valorile admisibile. Valorile standardizate ale acestei puteri sînt cuprinse între 1 și 90 VA.

*Impedanța secundară nominală* este impedanța circuitului secundar corespunzătoare puterii nominale și curentului secundar nominal:

$$Z_{2n} = \frac{P_{2n}}{I_{2n}^2}. \qquad (15.14)$$

Clasele de precizie standardizate pentru care se construiesc transformatoarele de curent sînt 0,1 ; 0,2 ; 0,5 ; 1 și 3. Transformatoarele destinate laboratoarelor metrologice au, în general, precizii mai mari : 0,005 ; 0,01 ; 0,02 ; 0,05. Indicele de clasă reprezintă eroarea de curent maximă, exprimată în procente, pe care o poate avea un transformator la un curent secundar

cuprins între 100—120% din $I_{2n}$ şi la o sarcină secundară cuprinsă între 25—100% din $Z_{2n}$, sub un factor de putere de 0,8 al circuitului secundar. În tabelul 15.2 se indică erorile limită la transformatoarele de curent, conform STAS 4324-70.

*Tabelul 15.2*

| Clasa de precizie | $\frac{I_1}{I_{1n}}100$ | Erori limită | | $\frac{Z_2}{Z_{2n}}100$ la $\cos\varphi = 0{,}8$ |
|---|---|---|---|---|
| | | $\varepsilon_i$ [%] | $\delta_i$ [min] | |
| 0,1 | 120...100<br>20<br>10 | ±0,10<br>±0,20<br>±0,25 | ± 5<br>± 8<br>± 10 | 25...100 |
| 0,2 | 120...100<br>20<br>10 | ±0,20<br>±0,35<br>±0,50 | ± 10<br>± 15<br>± 20 | |
| 0,5 | 120...100<br>20<br>10 | ±0,50<br>±0,75<br>±1,00 | ± 30<br>± 40<br>± 60 | |
| 1 | 120...100<br>20<br>10 | ±1,00<br>±1,50<br>±2,00 | ± 60<br>± 80<br>±120 | |
| 3 | 120... 50 | ±3,00 | — | 50...100 |

Primarul transformatorului de curent fiind conectat în serie în circuitele receptoarelor de energie, curentul primar poate depăşi valoarea nominală în cazuri de avarie (suprasarcini, scurtcircuite). Se definesc, de aceea, anumite caracteristici de funcţionare a transformatorului în regim de supracurent : *caracteristica de supracurent, coeficientul de saturaţie, curentul limită termic* şi *curentul limită dinamic.*

Caracteristica de supracurent reprezintă relaţia dintre curentul secundar şi curentul primar în regim de supracurent.

Valoarea maximă a supracurentului primar pentru care eroarea de curent a transformatorului la sarcina nominală şi $\cos\varphi = 0{,}8$ este de 10% sau 5% (datorită saturaţiei miezului magnetic) se numeşte curent primar nominal de saturaţie $I_{1ns}$.

Raportul dintre curentul primar nominal de saturaţie şi curentul primar nominal se numeşte coeficient de saturaţie :

$$n = \frac{I_{1ns}}{I_{1n}}.$$

Un coeficient de saturaţie $n$ mic înseamnă o saturare rapidă a miezului în regim de supracurent, iar $n$ mare înseamnă că miezul rămîne nesaturat pînă la valori mari de supracurent.

Transformatoarele construite pentru măsurare trebuie să aibă un coeficient de saturaţie mic ($n < 5$ sau 10) şi astfel prin limitarea curentului secundar se evită distrugerea aparatelor de măsurare conectate în secundarele lor. Transformatoarele de curent construite în scopuri de protecţie (pentru

alimentarea bobinelor releelor) au un coeficient de saturație mare ($n > 10$, 15 sau 30) pentru a putea reda exact în secundar, fără limitare, valoarea supracurentului primar, aceasta fiind o condiție esențială pentru funcționarea sigură a protecției.

În figura 15.7 s-au reprezentat caracteristicile de supra curent ale transformatoarelor de curent.

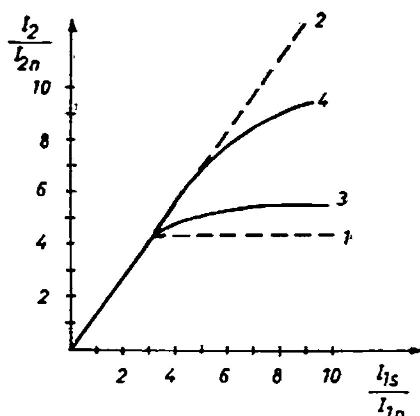



**Fig. 15.7. Caracteristica de supracurent a transformatorului de curent:**
*1* — caracteristica ideală pentru măsurare; *2* — caracteristica ideală pentru protecție; *3* — caracteristica reală pentru măsurare; *4* — caracteristica reală pentru protecție.

Curentul limită termic $I_t$ (numit și curent de stabilitate termică) este valoarea efectivă a celui mai mare curent primar de scurtcircuit care poate străbate înfășurarea primară timp de o secundă, înfășurarea secundară fiind scurtcircuitată, fără a produce deteriorarea transformatorului prin încălzire. El are valori de $(60\ldots120)I_{1n}$, crescînd cu tensiunea nominală a transformatorului.

Curentul limită dinamic $I_d$ (curent de stabilitate dinamică) reprezintă valoarea de vîrf a celui mai mare curent primar de scurtcircuit care poate trece timp de cîteva perioade (0,02...0,1 s) prin înfășurarea primară (înfășurarea secundară fiind scurtcircuitată) fără a produce deteriorări prin efect electrodinamic. În mod obișnuit $I_d = 2{,}5\, I_t$.

Transformatoarele de curent se construiesc fie ca transformatoare de uz industrial, fie ca transformatoare de laborator. Primele au de obicei un singur interval, iar celelalte mai multe limite de măsurare, care se obțin fie prin secționarea înfășurării primare sau secundare, fie realizînd aceste înfășurări cu mai multe prize. Transformatoarele de uz industrial, destinate funcționării în circuite de înaltă tensiune, au două sau trei înfășurări secundare, una pentru măsură și celelalte pentru protecția prin relee (cu clasele de precizie 5P și 10 P). Tipurile constructive sînt denumite după modul de montare „suport" (montat pe sol, pe console sau pe bare) și „de trecere" (montat ca izolator de trecere). După locul de montare pot fi „de interior" și „de exterior". Transformatoarele pentru montaj exterior sînt, de obicei, de înaltă tensiune.

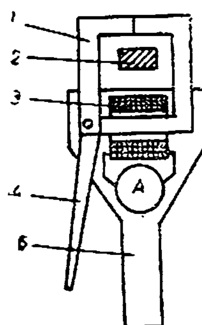



**Fig. 15.8. Cleşte de curent.**

Pentru conectarea corectă a transformatorului în circuit, bornele sale primare și secundare sînt marcate, de regulă, cu literele $P_1$, $P_2$, respectiv $S_1$, $S_2$ (sau $K-L$, respectiv $k-l$), borna $P_1$ legîndu-se la sursă (bornă de intrare), iar borna $S_1$ la bornele polarizate ale aparatelor de măsurat.

Există un tip constructiv de transformator de curent, sub formă de cleşte (numit și cleşte de curent), la care circuitul magnetic *1* (fig. 15.8) are posibilitatea de a se deschide prin apropierea brațului izolant mobil *4* de mînerul izolant *5*. Primarul este chiar conductorul *2* din circuitul măsurat (deci primar cu o spiră). La secundarul *3* se leagă un ampermetru încorporat în carcasa ansamblului. Cu acest transformator de curent se pot măsura

curenţi fără întreruperea circuitului, fiind utilizat la întreţinerea şi depanarea defectelor în staţii de transformare şi de distribuţie a energiei electrice (pentru măsurarea curentului din bare, cabluri etc.). Cleştele de curent se poate folosi la circuite cu tensiunea de cel mult 10 kV.

### 15.2.2. DIVIZOARE DE TENSIUNE INDUCTIVE

În figura 15.9, *a* este dată schema de principiu a unui divizor de tensiune inductiv. Tensiunea $U_2$ fiind riguros proporţională cu numărul de spire $N_2$, variaţia raportului de divizare $K_u$ se poate realiza simplu şi fără a afecta practic precizia, prin modificarea convenabilă a unor numere de spire. Pentru obţinerea unor trepte de divizare mai mici, divizoarele inductive pot fi conectate în cascadă; efectul de şuntare în acest caz este mult mai mic decît la divizoarele rezistive, datorită impedanţei de intrare foarte mari şi impedanţei de ieşire foarte mici a divizorului (aceasta din urmă fiind dată practic numai de rezistenţele înfăşurărilor).

Pe lîngă divizoarele inductive încorporate în aparate care au rapoarte fixe de divizare, se construiesc divizoare inductive ca aparate independente, cu posibilitatea modificării în decade a raportului. În figura 15.9, *b* este dată schema unui divizor inductiv cu o decadă, înfăşurarea acestuia fiind formată din zece secţiuni identice, conectate în serie. Conductoarele celor

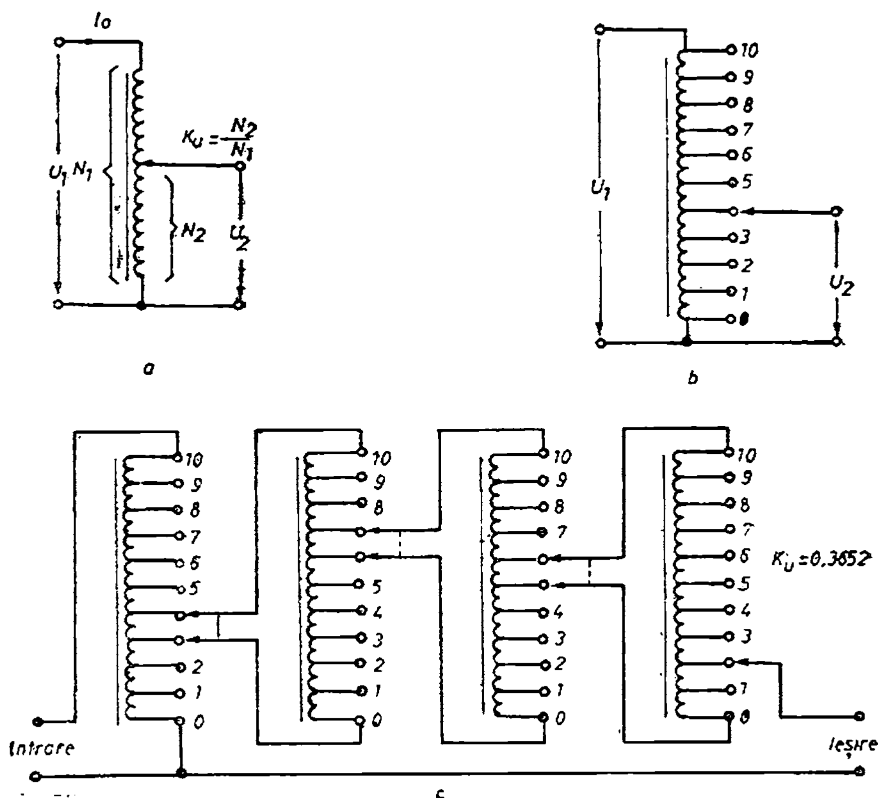



**Fig. 15.9. Schemele divizoarelor de tensiune inductive:**
*a* — schemă de principiu; *b* — divizor cu o decadă; *c* — divizor cu 4 decade în cascadă.

10 secţiuni se taie din acelaşi mosor de sîrmă, la lungimi egale, se răsucesc între ele pentru a forma o funie flexibilă şi se înfăşoară uniform distribuit, într-un singur strat, pe miezul toroidal din material de mare permeabilitate. După aceasta, capetele conductoarelor se leagă între ele pentru înserierea secţiunilor. În acest fel se asigură o reducere importantă a inegalităţii rezistenţelor şi inductivităţilor de dispersie ale secţiunilor şi o uniformitate a capacităţii distribuite între secţiuni.

În figura 15.9, c este reprezentată schema unui divizor inductiv de tensiune cu 4 decade. Înfăşurarea corespunzătoare decadei a 2-a are tensiunea la borne egală cu 1/10 din tensiunea primei decade; decada a 3-a este alimentată cu 1/10 din tensiunea decadei a 2-a etc. Comutatoarele utilizate sînt duble, acţionate simultan. Raportul de divizare rezultat se citeşte direct, sub forma unui număr zecimal, pe indicatoarele numerice ale comutatoarelor.

Înfăşurările corespunzătoare unor decade succesive pot fi plasate pe acelaşi miez magnetic sau pe miezuri distincte.

Principalele surse de erori ale unui divizor inductiv cu o singură decadă sînt: inegalitatea rezistenţelor celor 10 secţiuni, inegalitatea inductivităţilor de dispersie şi sarcinile interne ale divizorului, constituite în principal de capacităţile dintre înfăşurări. Erori suplimentare apar la divizoarele inductive cu mai multe decade din cauza influenţei reciproce a decadelor interconectate.

Precizia divizoarelor inductive ajunge la ordinul $10^{-6}$ şi chiar $10^{-7}$. Ele se utilizează pe scară largă la etalonarea voltmetrelor de c.a. analogice şi digitale, a atenuatoarelor, amplificatoarelor etc.

### 15.2.3. AUTOTRANSFORMATOARE ŞI TRANSFORMATOARE DE RAPORT DE TENSIUNE

Aceste dispozitive inductive de raport se utilizează pe scară largă la măsurarea impedanţelor, înlocuind cu succes laturile de raport în punţile de curent alternativ. Schemele de principiu ale autotransformatoarelor şi transformatoarelor de raport de tensiune sînt reprezentate în figura 15.10.

Raportul valorilor efective ale tensiunilor este egal cu raportul numerelor de spire corespunzătoare:

$$\frac{U_2'}{U_2''} = \frac{N_2'}{N_2''}. \tag{15.15}$$

De obicei, dispozitivul se realizează pentru rapoarte egale cu $10^n$, $n$ fiind un număr întreg pozitiv sau negativ.

Transformatorul prezintă, în comparaţie cu autotransformatorul, posibilitatea separării circuitului de alimentare faţă de cel de utilizare, ceea ce

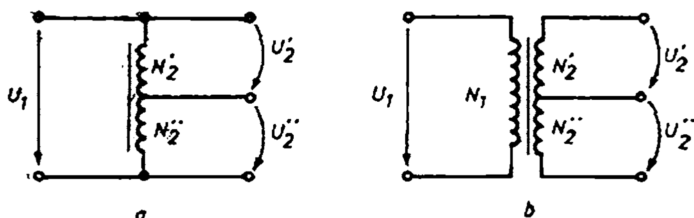



Fig. 15.10. Schemele de principiu ale autotransformatorului (a) şi transformatorului (b) de raport de tensiune.

permite legarea la pămînt a unor puncte ale schemei, fără măsuri speciale în acest scop.

Precizia acestor dispozitive este de același ordin de mărime cu cea a divizoarelor inductive.

### 15.2.4 COMPARATOARE INDUCTIVE DE CURENT

Comparatorul inductiv de curent este un dispozitiv magnetic stabil și foarte sensibil, utilizat la măsurarea cu mare precizie a raportului dintre doi curenți alternativi și ca detector al echilibrului solenațiilor (amperspirelor) în scheme de punte.

Comparatorul este constituit dintr-un miez toroidal din material feromagnetic de înaltă calitate, cu permeabilitate inițială mare, pe care sînt dispuse patru înfășurări uniform distribuite: două înfășurări principale cu $N_1$ și $N_2$ spire, o înfășurare auxiliară (numită, de obicei, de compensație) cu $N_3$ spire și o înfășurare de detecție cu $N_0$ spire (fig. 15.11).

Cînd comparatorul se utilizează la determinarea raportului dintre doi curenți, înfășurările principale sînt parcurse de curenții $i_1$ și $i_2$ care se compară, iar înfășurarea de detecție, conectată la un indicator de nul cu impedanță internă ridicată, are rolul de a indica anularea fluxului magnetic în miez. La echilibru, raportul curenților va fi egal cu raportul numerelor de spire, care, în mod evident, este independent de factorii externi perturbatori și stabil în timp:

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = -\frac{N_2}{N_1}. \tag{15.16}$$

O eventuală abatere a raportului $\underline{I}_1/\underline{I}_2$ față de raportul $N_2/N_1$ poate fi compensată trecînd prin înfășurarea auxiliară $N_3$ un curent cunoscut $i_3$, variabil în modul și fază. Curentul $i_3$ va fi proporțional cu diferența dintre curenții care se compară.

Cînd comparatorul este utilizat în scheme de punte, prin înfășurările principale $N_1$, $N_2$ și eventual prin cea auxiliară $N_3$ vor trece curenții $i_1$, $i_2$, respectiv $i_3$ din ramurile punții. În situația de echilibru, care se obține variind doi parametri ai punții, va fi satisfăcută relația:

$$N_1\underline{I}_1 + N_2\underline{I}_2 + N_3\underline{I}_3 = 0. \tag{15.17}$$

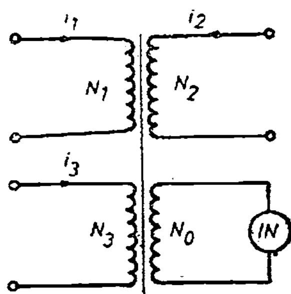


**Fig. 15.11. Schema de principiu a comparatorului inductiv de curent.**

La o execuție îngrijită a comparatorului, erorile nu vor fi mai mari de $10^{-7} - 10^{-8}$.

Comparatoarele inductive de curent se construiesc mai rar ca dispozitive de sine stătătoare. Ele constituie partea esențială a unor aparate și instalații cum sînt: compensatoare de c.a., aparate pentru etalonarea transformatoarelor de măsură, punți pentru măsurarea parametrilor elementelor de circuit ($R$, $L$, $C$) etc.

## 15.3. DISPOZITIVE DE RAPORT CAPACITIVE

Cel mai răspîndit dispozitiv de raport capacitiv este divizorul de tensiune capacitiv, avînd schema de principiu reprezentată în figura 15.12. Este format dintr-un condensator de capacitate mică $C_1$ în serie cu unul de capacitate mare $C_2$. Se utilizează pe scară largă pentru măsurarea tensiunilor alternative de frecvenţă industrială. El are avantajul că nu consumă energie activă şi se poate folosi la măsurarea tensiunilor înalte pînă la milioane de volţi.

Raportul de divizare este dat de relaţia:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{1}{n + 1}, \tag{15.18}$$

unde $n = C_2/C_1$. Aici s-a considerat impedanţa de sarcină (a voltmetrului care măsoară tensiunea $U_2$) ca fiind infinită. Dacă însă ea are valoarea $R_2$, atunci se obţine:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 R_2^2 (C_1 + C_2)}}}. \tag{15.19}$$

Pentru ca raportul de divizare să nu depindă de frecvenţă şi de valoarea sarcinii, $R_2$ trebuie să aibă o valoare cu cel puţin un ordin de mărime mai mare în comparaţie cu reactanţa capacitivă a condensatorului $C_2$.

Dacă sarcina are şi o capacitate $C_0$, ea se adaugă lui $C_2$, modificînd raportul $n$. Se introduce astfel o eroare constantă $C_0/(C_1 + C_2)$. Capacitatea de intrare a voltmetrelor fiind în general mică, de ordinul 50 pF, dacă $C_2$ este suficient de mare, eroarea este neglijabilă.

O soluţie care s-a impus în ultimul timp este asocierea divizorului capacitiv cu un transformator de tensiune inductiv, obţinîndu-se astfel aşa-numitul transformator de tensiune capacitiv (fig. 15.13). Divizorul este utilizat pentru obţinerea unei tensiuni mai reduse (ex. 20 kV), care se măsoară apoi cu transformatorul de tensiune inductiv (cu raportul 20 kV/100 V).

Avantajele acestei soluţii sînt următoarele:

— impedanţa conectată la bornele divizorului capacitiv este de $k_u^2$ ori mai mare decît impedanţa voltmetrului de la ieşire (unde $k_u$ este raportul de transformare al transformatorului), efectul de şuntare a lui $C_2$ devenind neglijabil;

— circuitul de măsurare este izolat de circuitul de înaltă tensiune.

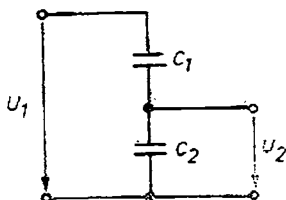



**Fig. 15.12. Schema unui divizor de tensiune capacitiv.**

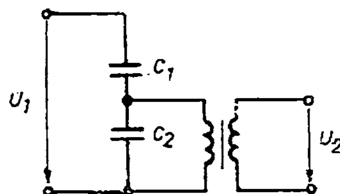



**Fig. 15.13. Transformatorul de tensiune capacitiv.**

# 16
# TRADUCTOARE ELECTRICE

## 16.1. CONSIDERAŢII GENERALE

### 16.1.1. ROLUL TRADUCTORULUI ÎN LANŢUL DE MĂSURARE

Între mărimea de măsurat şi obţinerea informaţiei metrologice trebuie să se stabilească un întreg lanţ de măsurare în care traductorul are funcţia de a capta mărimea de măsurat şi de a o converti într-o formă convenabilă pentru măsurare. După cum s-a menţionat deja (cap. 3.2) traductorul reprezintă convertorul de intrare dintr-un lanţ de măsurare şi el este prin aceasta în contact direct cu fenomenul supus măsurării. Spre deosebire de celelalte convertoare de măsurare care formează lanţul de măsurare, traductorul trebuie să fie sensibil la mărimea de măsurat, fapt care determină atît natura cît şi structura sa şi condiţionează selectarea principiilor ce pot fi utilizate.

Traductorul converteşte mărimea de măsurat într-o altă mărime ale cărei variaţii urmăresc fidel variaţiile mărimii de măsurat. El efectuează transformarea analogică sau digitală a mărimii de măsurat într-o mărime fizică de aceeaşi natură sau de natură diferită, avînd însă calitatea importantă de a fi mai uşor măsurabilă.

Este important de semnalat faptul că apar destul de des cazurile în care mărimea de măsurat suferă mai multe convertiri succesive chiar în acelaşi traductor.

Numeroasele aplicaţii privind măsurarea electrică a mărimilor neelectrice evidenţiază faptul că numărul traductoarelor este foarte mare deoarece există pe de o parte un număr considerabil de mărimi de măsurat, care constituie mărimi de intrare pentru traductor şi pe de altă parte un număr de asemenea foarte mare de mărimi de ieşire posibile pentru traductor.

### 16.1.2. IMPORTANŢA TRADUCTOARELOR ELECTRICE

Din multitudinea de traductoare realizate efectiv se constată dezvoltarea considerabilă luată de traductoarele electrice care reprezintă traductoarele ce convertesc mărimea de intrare într-o mărime de ieşire care este de natură electrică. Acesta se explică prin faptul că traductoarele electrice sînt.în general simple ca utilizare şi pot fi foarte uşor adaptate şi manipulate.

Curentul electric se pretează deosebit de bine la transmiterea la distanţă fapt care conduce la simplificarea montajelor experimentale şi permite măsurarea unor mărimi situate în locuri greu accesibile, incomode sau periculoase. Dezvoltarea electronicii asigură amplificarea relativ uşoară a tensiunilor electrice şi aducerea semnalelor metrologice la nivelul de putere dorit. Însă ceea ce explică şi mai bine dezvoltarea traductoarelor electrice este faptul că experimentatorul dispune de un material variat pentru măsurarea, înregistrarea şi analiza mărimilor electrice.

Măsurarea pe cale electrică asigură un flux continuu de informații de la mărimile măsurate sau reglate către aparatele indicatoare, înregistratoare sau dispozitivele de comandă și execuție. De asemenea asigură prelucrarea relativ ușoară a semnalului metrologic, transmiterea lui la distanțe mici, mari sau foarte mari, rezultatele putînd fi afișate sau stocate.

Metodele electrice de măsurare în comparație cu celelalte metode de măsurare prezintă o serie de proprietăți importante : precizie ridicată, sensibilitate mare, influență redusă asupra fenomenului supus măsurării, posibilitatea urmăririi variațiilor rapide ale mărimii de măsurat, posibilitatea prelucrării valorilor obținute.

Din aceste motive în marea majoritate a cazurilor pentru măsurarea mărimilor neelectrice traductoarele utilizate sînt cele electrice și prin aceasta măsurarea electrică a mărimilor neelectrice a căpătat o mare dezvoltare.

### 10.1.3. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR ELECTRICE

Deși tipurile realizate sînt foarte numeroase totuși se poate schița o clasificare a traductoarelor electrice după următoarele criterii :

— după mărimea fizică pe care sînt destinate să o măsoare, deci după natura mărimii care se aplică la intrare : traductoare de temperatură, traductoare de presiune, traductoare de radiații ionizante etc. ;

— după modul de variație al mărimii de ieșire traductoarele se împart în traductoare analogice la care semnalul de ieșire este sub forma unui semnal continuu variabil cu mărimea aplicată la intrare traductoarele digitale la care semnalul de ieșire este sub forma unui semnal discontinuu o succesiune de impulsuri sau o combinație de tensiuni care după un anumit cod reprezintă modul de variație al mărimii aplicate la intrare.

— după natura mărimii de ieșire : traductoare rezistive, inductive, capacitive etc.

— după principiul de funcționare traductoarele electrice se împart în două categorii : traductoare parametrice sau modulatoare și traductoare generatoare sau energetice.

Prin *traductoare parametrice* sau modulatoare se înțeleg acele traductoare la care mărimea neelectrică, influențînd proprietățile electrice ale unui corp este convertită într-o mărime electrică pasivă, de exemplu : rezistență, inductanță, capacitate etc., în care caz este necesară o sursă auxiliară de energie pentru efectuarea măsurării ; exemple de traductoare parametrice : termorezistența, traductorul inductiv etc.

Prin *traductoare generatoare* sau energetice se înțeleg traductoarele în care mărimea neelectrică este transformată direct într-o tensiune electrică, de exemplu : traductoarele de inducție, traductoarele termoelectrice etc.

În general, traductoarele parametrice sînt mai sensibile și mai precise decît cele generatoare, consumă mai puțină energie din fenomenul supus măsurării și prin aceasta îl perturbă mai puțin. Traductoarele generatoare au în schimb avantajul că dau la ieșire direct o tensiune care poate fi nemijlocit indicată de un instrument de măsurare.

## 16.2. TRADUCTOARE REZISTIVE

### 16.2.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR REZISTIVE

Traductoarele rezistive fac parte din grupa traductoarelor parametrice şi se bazează pe faptul că mărimea de măsurat produce o variaţie a rezistenţei electrice a traductorului. Rezistenţa electrică a unui element de circuit este exprimată prin relaţia :

$$R = \rho \frac{l}{A}, \tag{16.1}$$

unde : $\rho$ este rezistivitatea materialului, Ωm ; $l$ — lungimea, m ; $A$ — aria secţiunii transversale, m$^2$.

Variaţia rezistenţei electrice $R$ poate fi produsă prin variaţia unuia din parametrii ce intervin în ecuaţia (16.1) şi de aceea traductoarele rezistive sînt utilizate pentru măsurarea mărimilor neelectrice care produc variaţia unuia dintre cei trei parametri şi anume :

— traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia lungimii conductorului : traductoare potenţiometrice, traductoare rezistive cu contacte, traductoare tensometrice etc. ;

— traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia rezistivităţii : traductoare termorezistive, traductoare fotorezistive, traductoare rezistive de umiditate, traductoare rezistive de presiune etc. ;

— traductoare rezistive la care variaţia rezistenţei se produce prin variaţia secţiunii unui conductor sau semiconductor.

### 16.2.2. TRADUCTOARE POTENŢIOMETRICE

Traductoarele potenţiometrice sînt constituite dintr-un potenţiometru al cărui cursor se deplasează sub acţiunea mărimii neelectrice de măsurat, deplasarea cursorului putînd fi liniară sau circulară.

Prin deplasarea cursorului are loc o modificare a lungimii $l$ din potenţiometru care este inclusă în circuitul de măsurare, ceea ce conduce la relaţia

$$R = f(X), \tag{16.2}$$

unde $R$ este rezistenţa traductorului ; $X$ —mărimea neelectrică ce produce deplasarea cursorului.

Traductoarele potenţiometrice se realizează sub forma unor potenţiometre liniare (fig. 16.1, *a*) sau circulare (fig. 16.1, *b*).

Caracteristica de conversie a traductorului potenţiometric liniar este dată de formula

$$R = cl = R_t \frac{l}{l_t} = aR_t, \tag{16.3}$$

în care : $R_t$ este rezistenţa totală a traductorului ; $R$ — rezistenţa între cursor şi un capăt ; $l_t$ — lungimea totală ; $l$ — lungimea corespunzătoare deplasării cursorului ; $a = l/l_t$ — deplasarea relativă.

Pentru traductorul potenţiometric circular se poate scrie în mod similar

$$R = c'\alpha = R_t \frac{\alpha}{\alpha_t} = a'R_t, \tag{16.4}$$

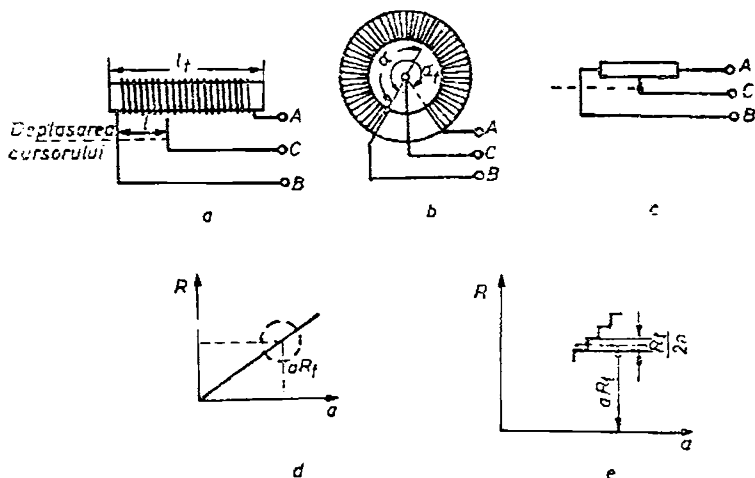



**Fig. 16.1. Traductoare potențiometrice :**

*a* — traductor potențiometric liniar ; *b* — traductor potențiometric circular ; *c* — schema electrică ; *d* — caracteristica de conversie ; *e* — variația discontinuă a traductorului bobinat.

în care : $\alpha_t$ este unghiul maxim de rotație a cursorului ; $\alpha$ — unghiul de rotație a cursorului față de un capăt ; $a' = \alpha/\alpha_t$ — rotirea relativă.

Deoarece traductorul potențiometric se execută prin bobinarea unui fir rezistiv pe un suport izolant rezultă că variația rezistenței nu se produce în mod continuu ci în trepte care corespund trecerii cursorului de pe o spiră pe alta (fig. 16.1, *d*). Rezultă că valoarea rezistenței *R* este afectată de o *eroare de discontinuitate* și deci

$$R = aR_t \pm \frac{R_t}{2n}, \tag{16.5}$$

unde *n* reprezintă numărul total de spire.

Eroarea de discontinuitate este

$$\Delta R_d = \pm \frac{R_t}{2n} \tag{16.6}$$

iar eroarea relativă de discontinuitate este

$$\varepsilon_d = \frac{\Delta R_d}{R} = \pm \frac{1}{2an}. \tag{16.7}$$

Valoarea sa minimă, care apare la sfîrșitul cursei, $a = 1$, se numește *factor de treaptă*

$$f_t = \frac{1}{2n}. \tag{16.8}$$

Eroarea de discontinuitate trebuie să fie cît mai mică, deci și factorul de treaptă cît mai mic. Pentru un număr de spire de ordinul a 3 600 se obține $f_t = 0{,}014\%$. Pentru a micșora factorul de treaptă se construiesc traductoare elicoidale cu pas multiplu.

Traductoarele potențiometrice se realizează din sîrmă calibrată de diametre $d = (30 \div 100)$ μm înfășurată pe o carcasă izolantă. Materialul rezistiv utilizat este manganina sau constantanul, materiale cu rezistivitate mare și coeficient de temperatură scăzut. În cazul cînd sînt cerințe ridicate față de rezistența la uzură sau cînd presiunile de contact sînt mici se utilizează aliaje din platină cu iridiu sau cu paladiu, osmiu, rubidiu.

Conductorul potențiometrului trebuie acoperit cu email sau cu un strat de oxizi care izolează spirele între ele, suprafața de contact dintre conductorul bobinat și cursor trebuie să fie șlefuită. Lățimea suprafeței de contact a cursorului trebuie să fie de 2—3 ori diametrul conductorului. Cursorul se confecționează sub formă de perie, fie din 2—3 bucăți de sîrmă din aliaj de platină cu iridiu, fie sub formă de perii lamelare din argint sau bronz fosforos. La periile de sîrmă forța de contact este de $3.10^{-3} \div 5.10^{-3}$ N iar la cele lamelare $5.10^{-2} \div 10^{-1}$ N.

Carcasa pe care se bobinează firul rezistiv se execută din material izolant (ceramică sau metal emailat) de diverse forme : plăcuță plană sau cilindrică, inel plan sau cilindric etc.

Rezistența totală a traductorului este de $10 \div 100\,000$ Ω, iar eroarea relativă de neliniaritate este cuprinsă între $\pm$ 0,025 și $\pm$ 0,5%. Reactanța inductivă și capacitivă a traductoarelor potențiometrice este foarte mică putînd fi neglijată pînă la frecvențe de ordinul zecilor de kHz. Traductoarele potențiometrice pot fi conectate în orice circuit de măsurare a rezistențelor electrice.

Traductoarele potențiometrice se utilizează pentru măsurarea deplasărilor liniare pentru lungimi pînă la 2 m sau pentru deplasări unghiulare. De asemenea traductoarele potențiometrice pot fi întîlnite în structura traductoarelor complexe pentru măsurarea nivelelor, presiunilor, forțelor etc.

### 16.2.3. TRADUCTOARE REZISTIVE CU CONTACTE

Traductoarele rezistive cu contacte sînt traductoarele rezistive la care variația lungimii firului rezistiv se face în trepte prin închiderea sau deschiderea unor contacte. În acest scop rezistența traductorului este divizată în mai multe porțiuni și prezintă posibilitatea închiderii sau deschiderii unor contacte de către mărimea mecanică de măsurat.

În cazul cel mai simplu, traductorul rezistiv cu contacte are o singură limită și o singură pereche de contacte (fig. 16.2, *a*) a căror închidere este provocată de deplasarea de măsurat, de exemplu de variația uneia din dimensiunile obiectului *l*. Pentru evidențierea mai multor valori ale deplasării obiectului se utilizează traductoare cu mai multe perechi de contacte (fig. 16.2, *d*).

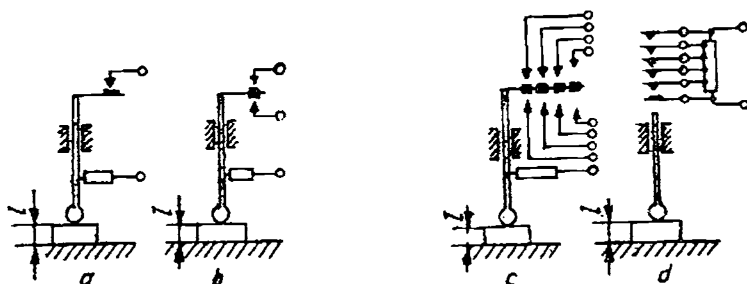



**Fig. 16.2. Traductoare rezistive cu contacte :**
*a* — pentru o limită ; *b* — pentru un interval ; *c* — pentru mai multe intervale ; *d* — pentru mai multe limite.

La controlul dimensiunilor, se utilizează, de cele mai multe ori, traductoare rezistive cu două limite (superioară și inferioară) care au două perechi de contacte (fig. 16.2, *b*). Se întîlnesc și traductoare cu mai multe limite care au mai multe perechi de contacte așezate de ambele părți ale armăturii (fig. 16.2, *c*).

Sensibilitatea unui traductor rezistiv cu contacte se poate mări cu ajutorul unor transmisii cu pîrghii. Limita sensibilității traductorului este determinată mai ales de distanța minimă dintre contacte, care este limitată de pericolul de străpungere și depinde de tensiunea aplicată contactelor. Tensiunea aplicată contactelor trebuie să fie mai mică decît valoarea la care începe străpungerea și ea depinde de distanța dintre contacte, de forma și materialul contactelor și de presiunea pe contact. Contactele pot fi confecționate din platină, platină cu iridiu, wolfram, molibden, în funcție de condițiile de utilizare. Forța de apăsare pe contact trebuie să fie de cel puțin 0,3 N.

Pentru a se evita formarea unui arc sau apariția unor scîntei puterea din circuitul întrerupt de contacte nu trebuie să depășească 100 ÷ 150 mW, de aceea principala cerință impusă aparatului este ca instrumentul de măsurare utilizat să necesite o putere redusă.

Traductoarele rezistive cu contacte sînt utilizate în operațiile de control dimensional sau de sortare a pieselor pe intervale de valori.

### 16.2.4. TRADUCTOARE TENSOMETRICE REZISTIVE

Traductoarele tensometrice rezistive reprezintă traductoarele rezistive la care variația rezistenței electrice se produce prin variația lungimii conductorului, ca efect al alungirii sau contracției. Dacă traductorul tensometric este fixat pe o porțiune dintr-o piesă care se deformează din cauza unei solicitări, el se va deforma la fel cu piesa (fig. 16.3).

Măsurînd prin metode electrice variația de rezistență a traductorului tensometric, care este proporțională cu alungirea sa, se poate determina, pe baza unei etalonări prealabile, deformația în porțiunea de piesă studiată și în final mărimea neelectrică ce a produs această deformație.

După modul de realizare și de montare a traductorului rezistiv se disting următoarele tipuri :

*Traductoare tensometrice simple.* Pentru aceste traductoare firul rezistiv se montează direct pe piesă și el urmărește deformațiile piesei. Deoarece firul rezistiv are grosimea de ordinul sutimilor de milimetru, montarea acestor traductoare este o operație dificilă și de aceea ele se utilizează numai pentru măsurarea deformațiilor pieselor ce funcționează la temperaturi ridicate.

*Traductoare tensometrice cu suport de hîrtie.* Pentru a se elimina dificultățile montării directe a firului rezistiv pe piesă acesta este lipit, în prealabil, cu un adeziv pe un suport de hîrtie. Întrucît rezistența electrică a firului trebuie să fie destul de mare, pentru ca traductorul să aibă o sensibilitate corespunzătoare, lungimea totală a firului este de ordinul a 10 cm. Pentru a se reduce suprafața de așezare a traductorului, firul este dispus sub forma unui grilaj (fig. 16.4).

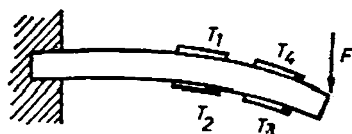



**Fig. 16.3. Alungirea sau contracția unui traductor tensometric.**

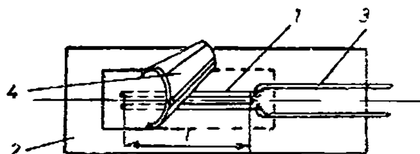



Fig. 16.4. Traductor tensometric rezistiv cu suport de hîrtie :

1 — firul rezistiv ; 2 — suport de hîrtie ; 3 — conexiuni ; 4 — foiță de hîrtie pentru protecție.



Fig. 16.5. Traductor tensometric rezistiv cu folie.

Grilajul 1 se lipește pe suportul de hîrtie sau alt material 2, iar la capetele sale sînt lipite două conductoare de cupru 3, de secțiune mai mare, prin intermediul cărora se conectează traductorul în circuitul de măsurare. Firul rezistiv al traductorului este protejat printr-o foiță subțire de hîrtie 4, care se lipește pe deasupra. Pentru utilizare, suportul traductorului se lipește pe piesa de măsurat. Acest tip de traductor, care este cel mai răspîndit, prezintă o serie de avantaje : se instalează relativ ușor ; traductoarele produse într-un lot sînt uniforme din punct de vedere al calității ; se pot face traductoare de diverse forme și configurații.

*Traductoare tensometrice rezistive cu folie.* Aceste traductoare rămîn în principiu identice cu cele precedente, deosebirea constînd în faptul că elementul sensibil nu mai este o sîrmă subțire, ci o folie din material rezistiv, de grosime între 2 și 20 μm aplicată în prealabil pe suport și decupată prin mijloace foto-chimice (fig. 16.5).

Traductorul cu folie are avantajul unui contact mecanic și termic mai bun cu piesa cercetată, ceea ce permite funcționarea cu un curent de măsurare mai mare. Totodată se pot obține dimensiuni mai mici și se simplifică producția de mare serie.

*Traductoare tensometrice rezistive cu semiconductor.* Aceste tipuri de traductoare au apărut în ultimii ani datorită dezvoltării fizicii semiconductoarelor obținîndu-se traductoare la care elementul sensibil este un semiconductor (siliciu sau germaniu). Avantajul principal, față de tipurile de traductoare menționate este marea lor sensibilitate la deformații (de 50—60 ori mai sensibile decît traductoarele cu sîrme sau folie). Din cauza procesului de fabricație mai dificil acest tip de traductor este, în prezent, de 20—30 ori mai scump decît cele cu fir sau folie.

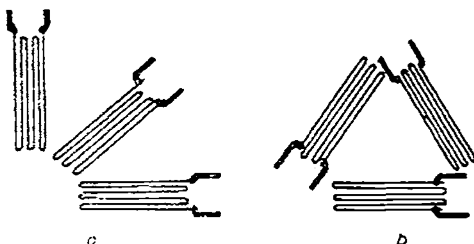
În general, dimensiunile traductoarelor tensometrice sînt cuprinse între 3 și 150 mm ca lungime ; lungimile sub 20 mm sînt pentru măsurarea deformațiilor materialelor omogene (de exemplu oțel), iar lungimile mai mari pentru materiale neomogene (de exemplu beton sau lemn). Ele au 1—60 mm ca lățime.

Pentru măsurarea deformațiilor care au loc în lungul unei direcții cunoscute de exercitarea efortului este suficientă folosirea unui singur traductor.

Cînd direcția efortului nu este cunoscută dinainte se folosește o rețea multiplă de traductoare (o rozetă) care permite calculul ulterior al direcțiilor și valorilor deformațiilor. Rozetele tensometrice sînt realizate din 3—4 traductoare, situate la 45° sau 60° între ele, așa cum se vede din figura 16.6.

Materialul rezistiv activ, suportul izolant și adezivul traductorului se aleg în funcție de temperatura maximă de lucru și de umiditatea ambiantă.

Fig. 16.6. Rozete tensometrice :
a — la 45° ; b — la 60°.




Caracteristicile materialelor rezistive curent folosite în fabricarea traductoarelor tensometrice rezistive sînt prezentate în tabelul 16.1.

Pentru măsurări pînă la 200°C se pot folosi oricare din materialele prezentate în tabelul 16.1. Pentru temperaturi de la 200°C pînă la 800°C se întrebuinţează numai aliajele nicrom şi karma. În general, însă, peste 400°C chiar cu aceste materiale, nu se mai pot face decît măsurări dinamice.

Dintre adezivi, răşinile epoxidice asigură o întărire rapidă, o bună flexibilitate, robusteţe şi rezistenţă la umiditate, dar permit o temperatură maximă de lucru de numai 150°C pentru măsurări dinamice şi 110°C pentru măsurări statice.

Răşinile fenolice (bachelita) asigură temperaturi de lucru pînă la 200°C pentru măsurări dinamice şi 120°C pentru măsurări statice, dar se întăresc lent şi sînt mai puţin flexibile. Pentru temperaturi mai mari (pînă la 400°C) se folosesc adezivi speciali anorganici — de exemplu ceramici.

Proprietăţile traductoarelor tensometrice cu fir rezistiv sînt :

a) *Sensibilitatea la deformaţie*. Pentru a stabili relaţia care există între deformaţia firului rezistiv şi variaţia rezistenţei sale electrice, se va considera un conductor rectiliniu de lungime $l$ şi de arie a secţiunii $A$, făcut dintr-un material avînd rezistivitatea $\rho$.

Rezistenţa electrică iniţială a firului este

$$R = \rho \frac{l}{A}. \tag{16.9}$$

Logaritmînd relaţia (16.9) şi diferenţiind-o, se obţine

$$\ln R = \ln \rho + \ln l - \ln A \tag{16.10}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta A}{A} \tag{16.11}$$

şi cum

$$\frac{\Delta A}{A} = -2\,\mu \frac{\Delta l}{l}, \tag{16.12}$$

unde $\mu$ este coeficientul Poisson (raportul dintre deformaţia transversală şi cea longitudinală), rezultă

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2\,\mu)\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta \rho}{\rho}. \tag{16.13}$$

În ceea ce priveşte relaţia dintre variaţia de volum şi cea a rezistivităţii unui corp s-a stabilit experimental :

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = C\,\frac{\Delta V}{V} = C\left(\frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta A}{A}\right) = C(1 - 2\,\mu)\frac{\Delta l}{l}. \tag{16.14}$$

*Tabelul 16.1*

**Caracteristicile materialelor utilizate pentru traductoarele tensometrice**

| Materialul | Compoziția aproximativă [%] | Sensibilitatea $S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}$ | Rezistivitatea $\rho$ [$\Omega$m] | Coeficientul de temperatură al rezistivității, $\alpha$ [$10^{-6}$/°C] | Coeficientul de dilatare [$10^{-6}$/°C] | Intervalul de deformații măsurabile [%] |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Constantan | Cu : 60 ; Ni : 40 | $2 \div 2{,}1$ | $0{,}47 \cdot 10^{-6}$ | + 20 | 19 | ±1 |
| Manganina | Cu : 84 ; Mn : 12 ; Ni : 4 | 0,47 | $0{,}42 \cdot 10^{-6}$ | + 10 | — | — |
| Nichel-Crom | Ni : 80 ; Cr : 20 | 2,5 | $1 \cdot 10^{-6}$ | +100 | 17 | +1 |
| Isoelastic | Ni : 36 ; Cr : 8 ; Mo : 0,5 ; Fe : 55,5 | 3,6 | $1{,}05 \cdot 10^{-6}$ | +175 | — | ±1 |
| Karma | Ni : 75 ; Cr : 20 ; rest Fe, Al | 2,1 | $1{,}2 \cdot 10^{-6}$ | + 20 | — | — |
| Siliciu *p* [111] | — | $100 \div 170$ | $(0{,}01 \div 10)10^{-2}$ | $700 \div 7\,000$ | 3,2 | ±0,03 |
| Siliciu *n* [100] | — | $-65 \div 90$ | $(0{,}01 \div 10)10^{-2}$ | $700 \div 7\,000$ | 3,2 | ±0,01 |

Din relaţia (16.14) unde $C$ este o constantă a materialului folosit obţinem :

$$\frac{\Delta R}{R} = [1 + 2\mu + C(1 - 2\mu)] \frac{\Delta l}{l}. \tag{16.15}$$

Sensibilitatea traductorului tensometric $S$, este raportul între variaţia relativă a rezistenţei sale, $\frac{\Delta R}{R}$ şi variaţia relativă a lungimii sale (alungirea specifică) $\frac{\Delta l}{l}$:

$$S = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\frac{\Delta l}{l}}. \tag{16.16}$$

Înlocuind în (16.15) obţinem

$$S = 1 + 2\mu + C(1 - 2\mu). \tag{16.17}$$

Rezultă deci că între variaţia de rezistenţă a firului şi alungirea sa specifică $\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$, există relaţia liniară

$$\frac{\Delta R}{R} = S\varepsilon. \tag{16.18}$$

Pentru constantan $C = 1{,}13$ şi $\mu = 0{,}3$, iar sensibilitatea are valoarea $S = 2{,}052$. Această valoare se regăseşte experimental.

Valorile sensibilităţii pentru materialele uzuale sînt date în tabelul 16.1. După cum se vede, majoritatea materialelor au o valoare pozitivă, în jurul valorii 2 ; nichelul are însă o valoare negativă foarte mare ($S = -12$). Dintre materialele utilizate în mod obişnuit, cel mai sensibil este aliajul denumit isoelastic.

Trebuie menţionat că aceste valori ale sensibilităţii s-au determinat experimental pentru un fir drept. Traductorul tensometric formează însă un grătar în care porţiunile drepte sînt legate între ele prin mici bucle şi prezenţa lor conduce la micşorarea sensibilităţii traductorului, astfel că întotdeauna sensibilitatea unui traductor este mai mică decît cea a firului singur. Din această cauză, trebuie determinată sensibilitatea fiecărui tip de traductor în parte.

b) *Rezistenţa electrică.* Pentru obţinerea unui semnal util cît mai mare traductorul tensometric trebuie să aibă o rezistenţă electrică mare. Valorile obişnuite ale rezistenţei electrice a traductorului sînt : 120 Ω, 240 Ω, 360 Ω, 500 Ω ; cînd este necesar se pot face traductoare cu rezistenţă şi mai mare (pînă la 5 000 Ω).

Pentru a se putea obţine o astfel de rezistenţă electrică a traductorului fără ca firul rezistiv să aibă lungime mare, trebuie să se utilizeze material cu rezistivitate mare şi diametrul firului trebuie să fie mic (între 0,020 — 0,030 mm).

c) *Limite ale deformaţiei măsurate.* Ca valoare medie a limitei superioare a deformaţiilor ce se măsoară cu traductoarele tensometrice se poate lua $\varepsilon_{max} = 5 \cdot 10^{-3}$. Acestei deformaţii îi corespunde, la o piesă de oţel, un efort unitar $\sigma = E\varepsilon = 2 \cdot 10^{11} \frac{N}{m^2} \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 10^9 \frac{N}{m^2}$ deci o valoare care depăşeşte pe cele uzuale întîlnite în practică.

d) *Frecvența solicitărilor variabile.* Frecvența la care poate lucra traductorul tensometric rezistiv este limitată doar de viteza de propagare a undelor elastice în interiorul traductorului. Este necesar ca lungimea undei elastice să fie de cel puțin 7—10 ori mai mare decît lungimea traductorului. Expresia lungimii de undă este:

$$\lambda = vT = \frac{v}{\nu}, \qquad (16.19)$$

unde $\lambda$ este lungimea de undă, $v$ — viteza de propagare a undelor elastice, $T$ — perioada și $\nu$ frecvența solicitării variabile. Rezultă

$$\nu = \frac{v}{\lambda}. \qquad (16.20)$$

Alegînd lungimea de undă de șapte ori mai mare decît a traductorului cu baza de 20 mm, deci $\lambda = 0{,}14$ m și viteza de propagare în constantan $v = 7\,000$ m/s, rezultă $\nu = 50\,000$ Hz, frecvență cu mult superioară celor întîlnite în mecanică, fapt care permite să se considere că traductorul tensometric poate fi folosit practic la orice măsurare dinamică.

e) *Temperaturi maxime.* Limita superioară a temperaturii la care poate lucra un traductor tensometric depinde de materialele din care este confecționat și ea trebuie să fie indicată de constructor. În general, orice traductor poate fi utilizat pînă la temperatura de 60°. Limita superioară a temperaturii poate fi ridicată la măsurări dinamice cu circa 20°C peste cea prescrisă pentru măsurări statice. Pentru traductoarele care lucrează pînă la temperaturi de 150°—200°C, limita temperaturii este dată de adezivul folosit la lipirea lor pe piesă. Unele traductoare speciale pot lucra și la temperaturi mult mai ridicate, chiar pînă la 900°C.

O problemă foarte importantă o constituie însă variația temperaturii în timpul efectuării măsurărilor deoarece variația de temperatură produce o variație de rezistență $\Delta R_\theta$ care se adună la variația de rezistență $\Delta R$ datorită mărimii neelectrice, apare deci o eroare de temperatură. Pentru reducerea erorii de temperatură se utilizează materiale cu coeficienți de temperatură scăzuți (tab. 16.1) precum și traductoare compensate termic. Soluția generală pentru compensarea erorii de temperatură o constituie însă conectarea traductoarelor tensometrice în scheme de punte în regim neechilibrat cu 1, 2 sau 4 traductoare. Cea mai utilizată este schema de punte cu 4 traductoare active fixate pe un corp elastic astfel încît la aplicarea mărimii neelectrice două traductoare se alungesc, deci variație $+\Delta R$, iar două se contractă, deci variație $-\Delta R$. De exemplu, în figura 16.3, la aplicarea forței $F$ traductoarele $T_1$ și $T_4$ se alungesc iar traductoarele $T_2$ și $T_3$ se contractă iar la variația temperaturii totale cele patru traductoare vor fi afectate prezentînd o variație $\Delta R_\theta$. Dacă se utilizează schema de punte cu 4 traductoare (fig. 16.7), tensiunea de dezechilibru $\Delta U$ va fi dată de relația

$$\Delta U = U\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) = U\frac{\Delta R}{R}\left(1 - \frac{\Delta R_\theta}{R}\right). \qquad (16.21)$$

Pentru constantan $\alpha = 10^{-6}$ °C$^{-1}$ și pentru $\Delta\theta = 10$°C rezultă $\frac{\Delta R_\theta}{R} = 0{,}01\%$, deci $\frac{\Delta R_\theta}{R} \ll 1$ și se obține

$$\Delta U = U\frac{\Delta R}{R}. \qquad (16.22)$$

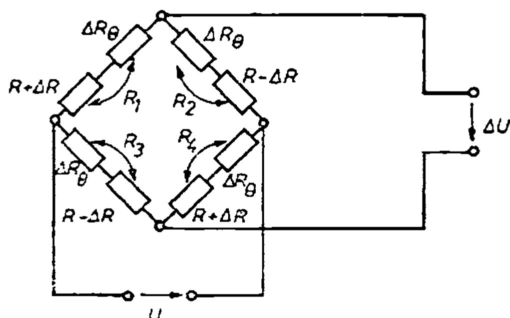



**Fig. 16.7. Puntea cu 4 traductoare tensometrice rezistive.**

Puntea cu patru traductoare active este liniară şi eroarea de temperatură este compensată pentru limite largi de variaţie a temperaturii.

Datorită proprietăţilor menţionate şi a conectării lor în punţi în regim neechilibrat traductoarele tensometrice rezistive sînt în prezent foarte mult utilizate la măsurarea a numeroase mărimi mecanice, de ex. : forţe, presiuni, acceleraţii, vibraţii, momente de torsiune etc.

### 16.2.5. TRADUCTOARE TERMOREZISTIVE

Traductoarele termorezistive se bazează pe proprietăţile materialelor conductoare şi semiconductoare de a-şi modifica rezistivitatea electrică la variaţia temperaturii. În general, rezistivitatea metalelor creşte cu creşterea temperaturii, adică prezintă un coeficient de temperatură pozitiv, iar rezistivitatea electroliţilor, semiconductoarelor şi materialelor izolante scade cu creşterea temperaturii.

Deoarece rezistenţa este o funcţie de temperatură $R = R(\theta)$, această funcţie se poate dezvolta în serie Taylor în jurul unei temperaturi de referinţă $\theta_0$ :

$$R = R_0[1 + \alpha(\theta - \theta_0) + \beta(\theta - \theta_0)^2 + ...] \tag{16.23}$$

iar dacă $\theta_0 = 0°C$, se obţine

$$R = R_0(1 + \alpha\theta + \beta\theta^2 + \ldots). \tag{16.24}$$

Coeficienţii $\alpha$, $\beta$, ... au valori constante pentru anumite intervale de temperatură. Pentru un interval restrîns de temperatură, coeficientul de temperatură $\alpha$ se consideră constant şi rezistenţa traductorului este dată de relaţia :

$$R = R_0(1 + \alpha\theta), \tag{16.25}$$

unde $R_0$ este rezistenţa la 0°C, $\alpha$ — coeficientul de temperatură. În acest caz caracteristica de conversie este liniară. Pentru intervale mai mari de temperatură se consideră satisfăcătoare aproximarea variaţiei cu dezvoltarea în serie Taylor pînă la termeni de rangul doi.

În practică însă, corespondenţa rezistenţă-temperatură nu se stabileşte pe baza relaţiei matematice ci pe baza tabelelor standardizate, care indică această corespondenţă de obicei din zece în zece grade.

Traductoarele termorezistive sînt de două tipuri : termorezistente şi termistoare.

*Termorezistențele* sînt rezistențe executate din metale pure care prezintă mari variații ale rezistivității cu temperatura rezultînd o caracteristică de conversie liniară pe intervale largi de temperatură.

Cele mai folosite metale utilizate pentru realizarea termorezistențelor sînt platina, cuprul și nichelul (tab.16.2).

*Tabelul 16.2*

**Caracteristicile metalelor utilizate pentru termorezistențe**

| Material | Intervalul de temperatură [°C] | $\alpha$ [$°C^{-1}$] | $\beta$ [$°C^{-2}$] | Rezistivitatea la 0°C, $\rho$ [$\Omega$m] |
|---|---|---|---|---|
| Platină | $-190 \div +630$ | $3,911 \cdot 10^{-3}$ | $0,588 \cdot 10^{-6}$ | $0,0983 \cdot 10^{-6}$ |
| Nichel | $-100 \div +300$ | $5,43 \cdot 10^{-3}$ | $7,85 \cdot 10^{-6}$ | $0,0638 \cdot 10^{-6}$ |
| Cupru | $-30 \div +150$ | $4,0 \cdot 10^{-3}$ | — | $0,0178 \cdot 10^{-6}$ |

Traductorul termorezistiv se realizează prin bobinarea bifilară a firului rezistiv pe un suport izolant și introducerea lui într-un tub de protecție, traductorul fiind fixat în peretele incintei în care se măsoară temperatura cu ajutorul unei planșe filetate. Firul rezistiv prezintă un diametru $d = 0,02 \div 0,06$ mm și o lungime $l = 5 \div 50$ mm.

Ca materiale pentru suportul bobinelor se folosesc, la temperaturi pînă la $+120$°C materiale electroizolante obișnuite, pînă la 300°C steatită și mică, pînă la 550°C sticlă dură și peste această temperatură materiale ceramice speciale. Tubul de protecție se execută din oțel inoxidabil cu sau fără cămașă ceramică, în funcție de mediul unde se efectuează măsurarea.

Termorezistențele prezintă rezistențe de 25, 50, 100 $\Omega$ la 0°C, un curent maxim admisibil de 10 mA, o constantă de timp cuprinsă între 0,05 ms și cîteva minute, avînd precizii uzuale de 1% și putînd ajunge pînă la 0,05%.

Termorezistențele se utilizează la măsurarea temperaturii și în construcții speciale la măsurarea vitezei gazelor, a debitului volumetric, a concentrației gazelor și a presiunilor scăzute.

*Termistoarele* sînt rezistențe executate din materiale semiconductoare care prezintă variații ale rezistivității cu temperatura, dependența rezistenței de temperatură exprimîndu-se prin relația :

$$R = a e^{\frac{b}{T}}, \tag{16.27}$$

unde : $a$ și $b$ sînt constante de material, $T$ — temperatura absolută. Aceeași relație se poate scrie și sub forma

$$R = R_0 e^{\left(\frac{b}{T} - \frac{b}{T_0}\right)}, \tag{16.28}$$

unde $R_0$ este rezistența traductorului la temperatura $T_0$.

Sensibilitatea unui termistor este

$$S = \frac{dR}{dT} = -R\frac{b}{T^2}, \tag{16.29}$$

adică scade cu pătratul temperaturii. Din această relație rezultă că intervalul util de utilizare (de sensibilitate ridicată) este cel al temperaturilor relativ mici.

Se poate defini un coeficient de variaţie a rezistivităţii, asemănător celui de la metale

$$\alpha = \frac{1}{R}\frac{dR}{dT} = -\frac{b}{T^2}. \qquad (16.30)$$

Aceasta arată o neliniaritate foarte accentuată a caracteristicii de conversie pentru termistoare, o variaţie foarte mare a rezistenţei cu temperatura şi anume o scădere a rezistenţei.

Valorile nominale ale rezistenţei termistoarelor sînt 1 000 ÷ 200 000 Ω (la 20°C). Termistoarele au dimensiuni foarte mici (sfere cu diametru sub 1 mm) sensibilitate mare, rezistenţă iniţială mare şi necesită scheme de liniarizare a caracteristicii de conversie. Termistoarele sînt indicate atît pentru măsurări statice cît în special pentru măsurări dinamice pentru temperaturi.

### 16.2.6. TRADUCTOARE PIEZOREZISTIVE

Efectul piezorezistiv constă în modificarea rezistivităţii unui material dacă este supus unei presiuni exterioare crescătoare din toate direcţiile. Variaţia rezistivităţii cu presiunea se datorează deformării reţelei cristaline produsă de presiunea exterioară (fig. 16.8).

Pentru majoritatea metalelor şi pentru intervale restrînse de variaţie a presiunii rezistenţa electrică variază liniar cu presiunea

$$R = R_0(1 + b\Delta p), \qquad (16.31)$$

unde $R_0$ este rezistenţa la presiunea de 1 atm, iar $b$ este coeficientul de presiune (tab. 16.3). Cel mai utilizat material este manganina, deoarece influenţa temperaturii este cea mai mică. Rezistenţa iniţială este $R_0 = 100\ \Omega$.

Aceste traductoare sînt simple, robuste, au un timp de răspuns mic, histerezis neglijabil dar prezintă unele dificultăţi la realizarea legăturilor electrice prin pereţii camerei de presiune. Traductoarele piezorezistive sînt utilizate cu precădere pentru măsurarea presiunilor mari şi foarte mari peste 1 000 atm ajungînd pînă la 100 000 atm.

### 16.2.7. TRADUCTOARE FOTOREZISTIVE

Traductoarele fotorezistive se bazează pe efectul fotoelectric intern. Acesta constă în faptul că la căderea unui fascicol luminos pe stratul semiconductor (fig. 16.9) datorită absorbţiei fotoionilor incidenţi se transmite energie electronilor din banda de valenţă şi unii trec în banda de conducţie, micşorîndu-se rezistenţa electrică a semiconductorului.

*Tabelul 16.3*

**Coeficientul de presiune pentru unele materiale**

| Material | Coeficientul de presiune, $b$ [$atm^{-1}$] |
|---|---|
| Aluminiu | $-4 \cdot 10^{-6}$ |
| Antimoniu | $+11{,}1 \cdot 10^{-6}$ |
| Cupru | $-1{,}8 \cdot 10^{-6}$ |
| Fier | $-2{,}3 \cdot 10^{-6}$ |
| Manganină | $+2{,}3 \cdot 10^{-6}$ |
| Platină | $-1{,}9 \cdot 10^{-6}$ |
| Argint | $-3{,}3 \cdot 10^{-6}$ |

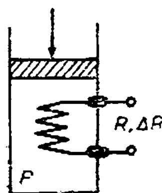



**Fig. 16.8. Traductor piezorezistiv.**

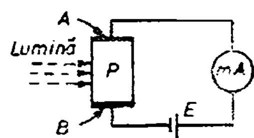



**Fig. 16.9. Traductor fotorezistiv.**

Traductorul fotorezistiv se realizează (fig. 16.9) prin depunerea pe un suport izolant a unui strat subţire *P* de ordinul a 1 μm grosime de material semiconductor : sulfură de plumb (PbS), sulfură de cadmiu (CdS), seleniură de cadmiu (CdSe) etc. Pe stratul semiconductor sînt aplicaţi la extremităţi electrozii, fixate conexiunile şi traductorul se protejează prin acoperire cu lac sau încapsulare. La cei doi electrozi *A* şi *B* este conectată o sursă de tensiune continuă şi un instrument magnetoelectric. În stare neluminată prin traductor trece un curent de valoare redusă ce se numeşte curent de întuneric iar cînd suprafaţa este iluminată rezistenţa scade aproximativ liniar cu iluminarea Cu alte cuvinte, din punct de vedere electric traductorul fotorezistiv se comportă ca o rezistenţă ohmică a cărei valoare este comandată prin lumină. În tabelul 16.4 sînt prezentate orientativ, sensibilitatea medie, rezistenţa de întuneric şi constanta de timp pentru unele materiale.

*Tabelul 16.4*

**Principalele caracteristici ale traductoarelor fotorezistive**

| Caracteristica | Se | PbS | CdS | CdSe |
|---|---|---|---|---|
| Sensibilitatea [mA/lm] | 0,1÷3 | 3 | 2÷3 | 10 |
| Rezistenţa de întuneric [Ω] | $10^4 \div 10^7$ | $10^5 \div 10^7$ | $10^6 \div 10^9$ | $10^7$ |
| Constanta de timp [ms] | 0,05÷50 | 0,1 | 10÷300 | 1,5÷15 |

Traductoarele fotorezistive prezintă sensibilitate maximă la anumite lungimi de undă, de exemplu cele cu sulfură de cadmiu au o caracteristică spectrală foarte apropiată de aceea a ochiului omenesc, iar cele cu sulfură de plumb au maximul sensibilităţii în infraroşu.

Traductoarele fotorezistive prezintă o sensibilitate ridicată, o sensibilitate spectrală favorabilă aplicaţiilor, preţ de cost redus şi deşi au o pronunţată dependenţă cu temperatura şi o inerţie mare sînt folosite în realizarea exponometrelor şi în măsurările în care intrevin impulsuri de lumină cu frecvenţă joasă.

## 16.3. TRADUCTOARE INDUCTIVE

### 16.3.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR INDUCTIVE

Traductoarele inductive fac parte din grupa traductoarelor parametrice şi se bazează pe proprietatea că mărimea de măsurat produce o variaţie a inductanţei traductorului. Inductanţa proprie sau mutuală a traductorului este modificată de acele mărimi care influenţează geometria sau permeabilitatea circuitului magnetic al traductorului.

Traductoarele inductive pot fi clasificate în : traductoare inductive la care este influenţată o singură inductanţă, traductoare inductive la care sînt influenţate două inductanţe, traductoare inductive la care sînt influenţate inductanţe mutuale, traductoare inductive la care este influenţată permeabilitatea magnetică.

### 16.3.2. TRADUCTOARE INDUCTIVE LA CARE ESTE INFLUENȚATĂ O SINGURĂ INDUCTANȚĂ

Formele cele mai răspîndite de astfel de traductoare sînt constituite dintr-o singură bobină a cărei inductanță este modificată prin deplasarea unei armături sau a unui miez mobil.

*Traductorul inductiv cu armătură mobilă* (fig. 16.10, *a*) prezintă un circuit magnetic în formă de $U$ și o armătură mobilă situată la o distanță $\delta$. Pe circuitul magnetic fix este dispusă o bobină cu $N$ spire și de inductanță $L$. Dacă se neglijează fluxul de scăpări, reluctanța circuitului magnetic $R_m$ este

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_1}{\mu_{Fe}\,\mu_0 A_1} + \frac{l_2}{\mu_{Fe}\,\mu_0 A_2} + \frac{2\delta}{\mu_0 A_3}, \qquad (16.32)$$

unde : $l_1$, respectiv $l_2$, este lungimea medie a liniilor de cîmp prin circuitul magnetic, respectiv prin armătură, $A_1$, respectiv $A_2$ — aria secțiunii transversale a circuitului magnetic, respectiv a armăturii, $A_3$ — aria întrefierului, $\mu_0$ — permeabilitatea vidului, $\mu_{Fe}$ — permeabilitatea relativă a materialului magnetic. Dacă presupunem $A_1 = A_2 = A_3 = A$ și notăm $l_{Fe} = l_1 + l_2$ se obține

$$\mathcal{R}_m = \frac{l_{Fe}/\mu_{Fe} + 2\delta}{\mu_0 A}. \qquad (16.33)$$

Deoarece inductanța bobinei este dată de relația :

$$L = \frac{N^2}{R_m} \qquad (16.34)$$

rezultă

$$L = \frac{\mu_0 N^2 A}{l_{Fe}/\mu_{Fe} + 2\delta}. \qquad (16.35)$$

Caracteristica de conversie — $L = f(\delta)$ — exprimată de ec. (16.35) și reprezentată grafic în figura 16.10, *b* este neliniară. Dacă bobina este alimentată cu o tensiune alternativă de frecvență $f$ rezultă un curent alternativ

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}, \qquad (16.36)$$

unde $R$ este rezistența bobinei traductorului. Valoarea curentului $I$ conține informația metrologică privind mărimea neelectrică ce a produs întrefierul $\delta$.

Traductorul este robust, simplu de conectat, putînd fi alimentat la frecvența de 50 Hz și este recomandabil pentru măsurări în cazul unor deplasări mici, pentru intervale de măsurare cuprinse între 0—10 μm pînă la 0—5 mm.

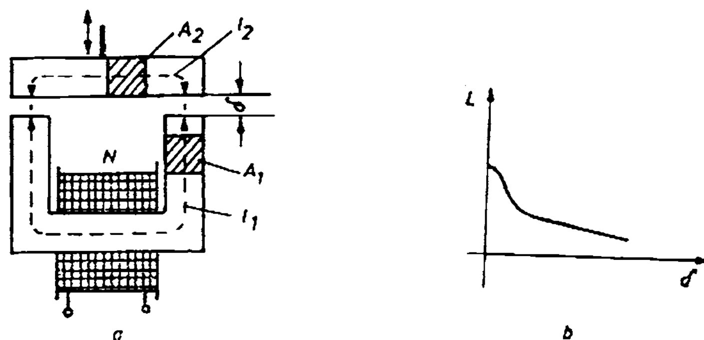



**Fig. 16.10. Traductor inductiv cu armătură mobilă :**
*a* — circuitul magnetic ; *b* — caracteristica de conversie.

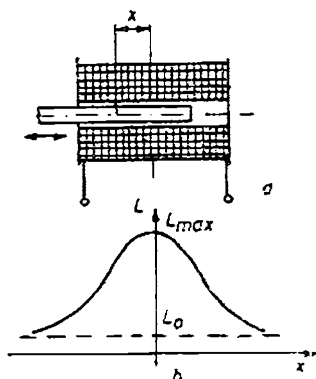



**Fig. 16.11. Traductor inductiv cu miez mobil:**
*a* — circuitul magnetic; *b* — caracteristica de conversie.

Traductorul inductiv cu miez mobil (fig. 16.11, *a*) este format dintr-o bobină cilindrică lungă în interiorul căreia se poate deplasa axial un miez mobil din material feromagnetic, de aceeaşi lungime cu bobina. Inductanţa bobinei variază în funcţie de poziţia miezului între valorile $L_0$ şi $L_{max}$ corespunzătoare miezului scos din bobină, respectiv complet introdus în bobină.

Dependenţa inductanţei L a bobinei în funcţie de deplasarea $x$ a miezului feromagnetic faţă de poziţia de inductanţă maximă se poate exprima prin relaţia :

$$L = (L_{max} - L_0)e^{-k(x/l)} + L_0. \qquad (16.37)$$

Caracteristica de conversie —$L = f(x)$ — exprimată de ec. (16.37) şi reprezentată grafic în figura 16.11, *b* este neliniară. Caracteristica de conversie se poate liniariza pe un interval larg realizîndu-se o distribuţie neuniformă a spirelor pe lungimea bobinei.

Bobina este alimentată cu o tensiune alternativă, rezultă un curent ec. (16.36) şi măsurînd curentul $I$ se obţine o informaţie privind deplasarea miezului.

Traductorul este robust, simplu, se alimentează la tensiuni cu frecvenţa de 50 Hz şi se utilizează la măsurara deplasărilor medii şi mari pentru intervale de la 0—100 mm pînă la 0—2 000 mm.

### 16.3.3. TRADUCTOARE INDUCTIVE LA CARE SÎNT INFLUENŢATE DOUĂ INDUCTANŢE

Acest tip de traductor se mai numeşte şi *traductor inductiv cu bobine diferenţiale* deoarece este format din două bobine inductive (fig. 16.12. *a*) fiecare de lungime $l$ în care se poate deplasa axial un miez feromagnetic de aceeaşi lungime $l$. Prin deplasarea miezului feromagnetic se modifică în sens invers inductanţele proprii $L_1$ şi $L_2$ ale celor două bobine precum şi inductanţa lor mutuală. Cele două bobine, de impedanţe $Z_1$ şi $Z_2$ împreună cu 2 rezistenţe egale $R$ sînt conectate într-o punte simplă de c.a. (fig. 16.12, *a*) care este alimentată cu o tensiune alternativă $U$. Pentru $x = 0$ corespunzător aşezării simetrice miezului în cele două bobine rezultă $L_1 = L_2$ şi $\Delta U = 0$. Dacă tija se deplasează se modifică cele două inductanţe şi rezultă o tensiune de dezechilibru

$$\underline{\Delta U} = \underline{U}\left[\frac{R}{R+R} - \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}\right] = \frac{\underline{U}}{2}\,\frac{\underline{Z}_1 - \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}. \qquad (16.38)$$

Neglijîndu-se rezistenţele celor două bobine în comparaţie cu reactanţele inductive se poate scrie

$$\underline{Z}_1 = j\omega(L_1 + M) \qquad \underline{Z}_2 = j\omega(L_2 + M) \qquad (16.39)$$

şi ec. (16.38) devine

$$\underline{\Delta U} = \frac{\underline{U}}{2}\,\frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2 + 2M}. \qquad (16.40)$$

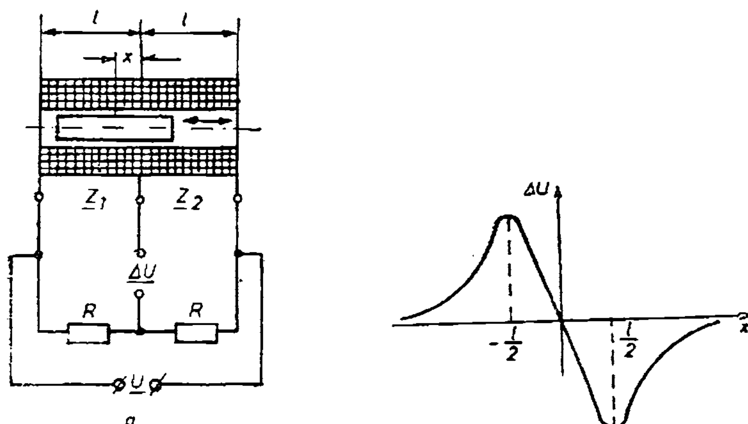



**Fig. 16.12. Traductorul inductiv cu bobine diferențiale :**
*a* — schema electrică ; *b* — caracteristica de conversie.

Caracteristica de conversie — $\Delta U = f(x)$ — exprimată de relația (16.40) și reprezentată grafic în figura 16.12, *b* este liniară pe intervalul $x \in \left(-\frac{l}{2}, \frac{l}{2}\right)$. Tensiunile de dezechilibru din zona negativă a caracteristicii de conversie corespund unor tensiuni defazate cu 180° față de cele corespunzătoare situației $L_1 - L_2 > 0$ și de aceea folosindu-se un convertor de redresare sensibil la fază se evidențiază și sensul deplasării.

Traductoarele inductive cu bobine diferențiale se utilizează pentru măsurarea deplasărilor în intervalul 50—100 mm.

### 16.3.4. TRADUCTOARE INDUCTIVE LA CARE SÎNT INFLUENȚATE] INDUCTANȚE MUTUALE

În această categorie sînt grupate traductoarele inductive la care mărimea neelectrică produce o modificare a inductanțelor mutuale dintre două sau mai multe circuite electrice. Realizările principale sînt : traductorul inductiv tip transformator diferențial și traductorul inductiv tip inductosin.

*Traductorul inductiv tip transformator diferențial* (fig. 16.13) este format din două transformatoare cu același primar, înfășurările secundare fiind conectate în serie și opoziție obținîndu-se o tensiune secundară

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_2' - \underline{U}_2''. \qquad (16.41)$$

Primarul este format de bobina din mijloc și este alimentat la o tensiune sinusoidală $\underline{U}_1$. Cele trei bobine sînt coaxiale și în interiorul lor se poate deplasa un miez din material feromagnetic, poziția lui fiind determinată de mărimea de măsurat. În cazul în care miezul feromagnetic se află situat în interiorul bobinei primare (fig. 16.13) cele două tensiuni secundare sînt egale ($\underline{U}_2' = \underline{U}_2''$) și tensiunea de ieșire

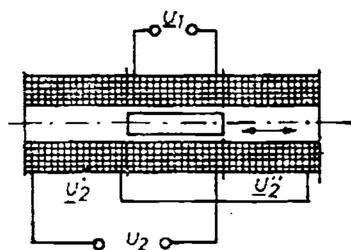



**Fig. 16.13. Traductor inductiv tip transformator diferențial.**

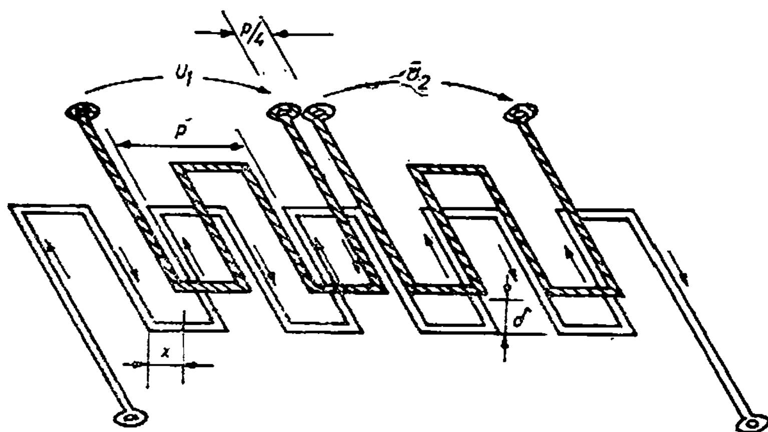


Fig. 16.14. Traductor inductiv tip inductosin.

$U_2 = 0$. În cazul în care miezul feromagnetic e deplasat în stînga, pătrunde mai mult în secundarul din stînga, se mărește inductanța mutuală între cele două bobine, crește tensiunea $U_2'$ și scade tensiunea $U_2''$, rezultînd la ieșire o tensiune $U_2$. La deplasarea miezului feromagnetic spre dreapta crește $U_2''$ și scade $U_2'$. Se pune în evidență în acest mod și sensul de deplasare. Caracteristica de conversie este liniară. Traductorul inductiv tip transformator diferențial prezintă o foarte mare sensibilitate și el este utilizat pentru măsurarea abaterilor cu intervale de măsurare cuprinse între $-3$ μm și $+3$ μm pînă la $-100$ μm la $+100$ μm (micrometre electrice) sau pentru măsurarea deplasărilor foarte mici de la 0 la 20 mm.

*Traductorul inductiv tip inductosin* este format dintr-un element fix (rigla) solidar cu sistemul de referință și un element mobil (cursorul) atașat de obiectul pentru care se dorește să se cunoască poziția sau deplasarea. Cele două elemente sînt constituite din circuite imprimate de înaltă precizie, avînd formă de bare plate uniform distribuite, interconectate (tip grilă) realizînd înfășurări plane multipolare cu pas constant (uzual $p = 2$ mm) (fig. 16.14). Elementul fix dispune de o singură înfășurare pe întreaga lungime (uzual 250 mm). Pe elementul mobil sînt dispuse două înfășurări identice, deplasate una față de cealaltă cu un sfert de pas $\left(\frac{p}{4}\right)$. Cele două elemente ale traductorului au înfășurările dispuse față în față, plan-paralele și separate de un mic întrefier (uzual $\delta = 0{,}15$ mm) menținut constant pe toată deplasarea elementului mobil. Traductorul inductosin este echivalent cu două transformatoare plane care au primarele distincte situate pe elementul mobil și secundarul comun situat pe elementul fix. Inductanțele mutuale dintre înfășurările mobile și înfășurarea fixă prezintă o distribuție spațială armonică de forma $M \sin 2\pi \frac{x}{s}$ unde $s$ este dublul pas polar iar $x$ este deplasarea. Celor două înfășurări de pe elementul mobil li se aplică două tensiuni sinusoidale $U_1$ și $U_2$, defazate între ele cu 90° și de frecvență ridicată (uzual 10 kHz) și se poate calcula tensiunea secundară — $U_3$ — indusă în înfășurarea fixă ca fiind suma a două tensiuni alternative, de aceeași frecvență, induse de cele două înfășurări de pe elementul mobil. În funcție de modul de variație a celor două tensiuni $U_1$ și $U_2$ se determină regimurile de funcționare: regimul cu modulație de amplitudine și regimul cu modulație de fază.

În *regimul cu modulație de amplitudine* (fig. 16.15, *a*) tensiunile $u_1$ și $u_2$ care alimentează cele două înfășurări de pe elementul mobil sînt în fază, au aceeași frecvență (uzual 10 kHz) iar amplitudinile lor sînt variabile fiind dependente de valoarea $x_0$ a poziției dorite, admițîndu-se o variație armonică și decalate cu 90 grade electrice (fig. 16.15, *a*). Cînd poziția reală dintre elementul mobil și elementul fix este $x$ iar poziția dorită este $x_0$ tensiunea $u_3$ indusă în înfășurarea elementului fix este suma algebrică a tensiunilor induse de cele două înfășurări de pe elementul mobil.

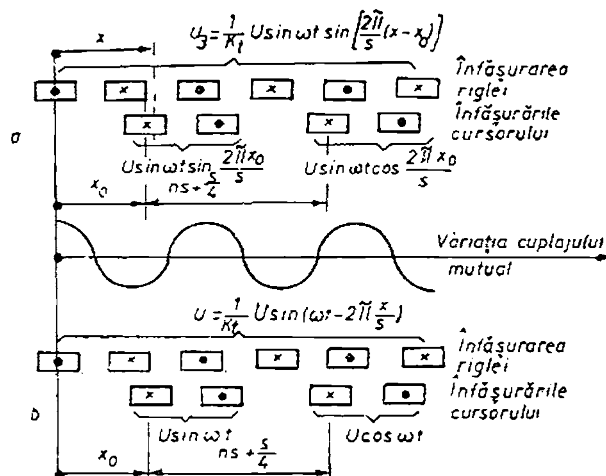



**Fig. 16.15. Regimurile de alimentare ale traductorului inductosin :**
*a* — regim cu modulație de amplitudine ; *b* — regim cu modulație de fază.

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U_1 \sin \omega t \cos \left(2\pi \frac{x_0}{s}\right) \sin \left(2\pi \frac{x}{s}\right) -$$

$$- \frac{1}{k_t} U_2 \sin \omega t \sin \left(2\pi \frac{x_0}{s}\right) \cos \left(2\pi \frac{x}{s}\right) =$$

$$= \frac{1}{k_t} U \sin \omega t \sin \frac{2\pi}{s} (x - x_0) \qquad (16.42)$$

unde : $u_3$ este t.e.m. indusă în înfășurarea fixă pentru poziția $x$ ; $U_1 = U_2 = U$, $k_t$ este raportul de transformare, $x_0$ poziția dorită, $x$ — poziția relativă reală dintre cele două elemente ale traductorului. În figura 16.16 este prezentată variația amplitudinii tensiunii de ieșire $u_3$ de pe elementul fix, modulată după o lege sinusoidală în funcție de $x$. Măsurarea poziției are loc la valoarea zero a tensiunii induse.

În *regimul cu modulație de fază* cele două înfășurări de pe elementul mobil sînt alimentate cu tensiunile $u_1$ și $u_2$, de egală amplitudine, la aceeași frecvență ridicată (uzual 10 kHz) dar defazate între ele cu 90 grade electrice (fig. 16.15, *b*).

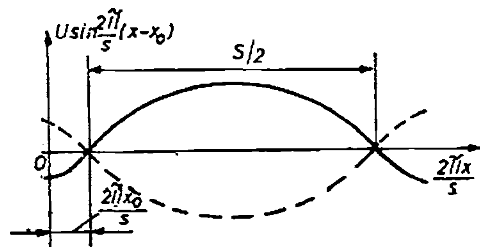



**Fig. 16.16. Variația cu deplasarea a amplitudinii tensiunii $M_3$ la bornele înfășurării fixe.**

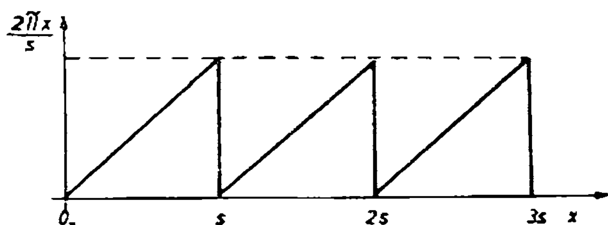



**Fig. 16.17. Variația fazei inițiale a tensiunii $u_3$ la bornele înfășurării fixe față de faza tensiunii $u_1$.**

Pentru o anumită poziție relativă dintre cele două elemente tensiunea $u_3$ indusă în înfășurarea elementului fix este suma algebrică a tensiunilor induse de către fiecare înfășurare de pe elementul mobil :

$$u_3 = \frac{1}{k_t} U_1 \sin \omega t \cos 2\pi \frac{x}{s} - \frac{1}{k_t} U_2 \cos \omega t \sin 2\pi \frac{x}{s} =$$

$$= \frac{1}{k_t} U \sin \left(\omega t - 2\pi \frac{x}{s}\right). \qquad (16.43)$$

Variația fazei tensiunii de ieșire $u_3$ de pe elementul fix, față de faza tensiunii $u_1$ luată ca referință, este reprezentată în figura 16.17. Traductoarele inductosin se realizează atît liniare cît și rotative.

Parametrii principali ai traductoarelor inductosin sînt :

— amplitudinea tensiunilor $u_1$ și $u_2$ ale elementului mobil : 0,5...2 V ;
— amplitudinea tensiunii $u_3$ a elementului fix : 4 mV...0,7 V ;
— frecvența tensiunilor $u_1$, $u_2$, $u_3$ : 10 kHz ;
— puterea maximă : 0,5...2 W ;
— deplasarea max : 250, 500, 750, 1 000 mm etc. ;
— precizia măsurării : $\pm 5$ µm ; $\pm 2{,}5$ µm ; $\pm 1$ µm.

Traductoarele inductosin sînt cele mai precise traductoare utilizate pentru poziționarea sau măsurarea deplasării de aceea și-au găsit largi utilizări. În domeniul construcțiilor de mașini ele se folosesc la majoritatea mașinilor-unelte (strunguri, freze, mașini de găurit, mese rotative) la microscoape în coordonate, la poziționarea capetelor de citire pentru memorii disc, telescoape etc.

În domeniul militar traductoarele inductosin și-au găsit diverse utilizări la rampele de lansare rachete, radar, navigație maritimă, ghidarea tirului de artilerie din poziții fixe sau de pe tancuri etc.

### 16.3.5. TRADUCTOARE INDUCTIVE LA CARE ESTE INFLUENȚATĂ PERMEABILITATEA MAGNETICĂ

Funcționarea acestor traductoare se bazează pe fenomenul magnetoelastic care constă în modificarea permeabilității unor materiale supuse la eforturi mecanice. Fenomenul magnetoelastic este cel mai pronunțat la materialele bazate pe Ni-Fe (de ex. 80% Ni). Dacă pentru un asemenea material se determină ciclurile de histerezis pentru stare netensionată și tensionată se constată o modificare semnificativă a acestora — deci o modificare a permeabilității magnetice. Experiența arată că între anumite limite ale efortului mecanic permeabilitatea variază liniar cu efortul unitar iar această

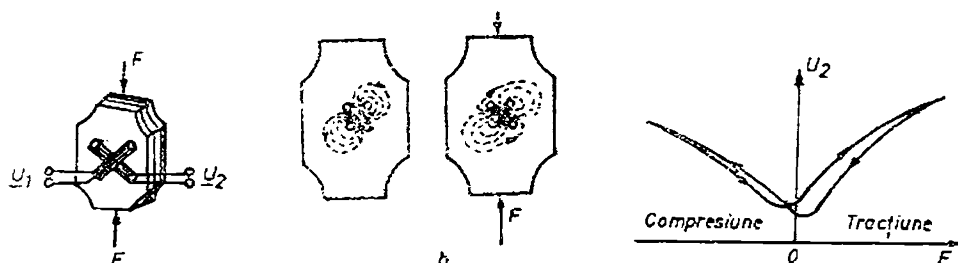



**Fig. 16.18. Traductor inductiv tip presductor :**
*a* — exemplu de realizare ; *b* — explicarea funcționării (netensionat-tensionat) ; *c* — caracteristica de conversie.

variație este dependentă de direcția efortului. Pe baza anizotropiei fenomenului magnetoelastic se realizează traductorul inductiv de tip presductor (fig. 16.18, *a*) care este format dintr-un pachet de tole prevăzute cu patru găuri în care se introduc două bobine la 90°. Înfășurarea primară este alimentată cu o tensiune alternativă $u_1$, stabilindu-se un curent de valoare efectivă constantă. În stare netensionată miezul are aceeași permeabilitate în toate direcțiile și liniile de cîmp magnetic ($B$ și $H$) sînt circulare (fig. 16.18, *b*) iar în înfășurarea secundară nu se induce nici o tensiune. Sub acțiunea unei forțe $F$ materialul este supus unui efort mecanic și permeabilitatea se modifică diferit după cele două axe ortogonale, ceea ce conduce la modificarea liniilor inducției magnetice (fig. 16.22, *b*) și la inducerea unei t.e.m în secundar.

Caracteristica de conversie $-U_2=f(F)$ — a traductorului de tip presductor (fig. 16.18, *c*) este neliniară și prezintă histerezis.

Traductoarele inductive de tip presductor au dimensiuni mici (cîțiva cm), sînt simple, robuste, au interval foarte larg de măsurare ($0...10^7$ N), rezistă la suprasarcini, dar prezintă histerezis și au o precizie redusă. Ele sînt utilizate la măsurarea maselor și forțelor.

## 16.4. TRADUCTOARE CAPACITIVE

### 16.4.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR CAPACITIVE

Traductoarele capacitive fac parte din grupa traductoarelor parametrice și ele convertesc mărimea neelectrică într-o variație de capacitate. Schema electrică echivalentă a unui condensator cuprinde reactanța capacitivă și rezistența echivalentă pierderilor. În analiza schemelor cu traductoare capacitive se va presupune, cu o bună aproximație, că unghiul de pierderi este mic și se va neglija rezistența de pierderi în comparație cu reactanța capacitivă.

Traductoarele capacitive se realizează din cele două tipuri de condensatoare : plan sau cilindric.

*Condensatorul plan* (fig. 16.19, *a*) prezintă o capacitate

$$C=\frac{\varepsilon_r\varepsilon_0 A}{d}, \qquad (16.41)$$

unde : $\varepsilon_0$ este permitivitatea vidului, $\varepsilon_r$ — permitivitatea relativă a mediului dintre armături, $A$ — aria suprafeței de suprapunere a celor doi electrozi, $d$ — distanța dintre armături.

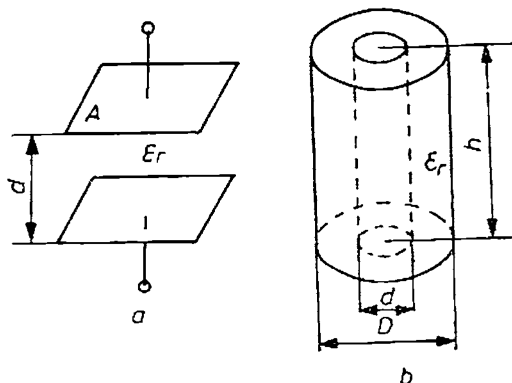



**Fig. 16.19. Condensatoare electrice :** *a* — plan ; *b* — cilindric.

Condensatorul cilindric (fig. 16.19, *b*) prezintă o capacitate

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_r\varepsilon_0 h}{\ln\frac{D}{d}} \qquad (16.45)$$

unde : $\varepsilon_r$ este permitivitatea mediului dintre armături, $D$ — diametrul electrodului exterior, $d$ — diametrul electrodului interior, $h$ — înălțimea de suprapunere a celor doi cilindri.

Din relațiile capacităților pentru condensatorul plan și cel cilindric rezultă că traductoarele capacitive pot servi la convertirea în variații de capacitate a oricărei mărimi neelectrice care modifică unul dintre elemente : distanța dintre armături, suprafață de suprapunere a armăturilor, permitivitatea mediului dintre armături.

### 16.4.2. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA DISTANȚEI DINTRE ARMĂTURI

Cel mai simplu traductor este un condensator plan cu o armătură fixă și un a mobilă (fig. 16.20, *a*) a cărui capacitate în poziția $\Delta d = 0$ este

$$C_0 = \frac{\varepsilon_r\varepsilon_0 A}{d}. \qquad (16.46)$$

Dacă se mărește distanța dintre armături cu $\Delta d$ capacitatea condensatorului devine :

$$C = \frac{\varepsilon_r\varepsilon_0 A}{d + \Delta d} \qquad (16.47)$$

și variația de capacitate este

$$\Delta C = C - C_0 = -C_0\frac{\Delta d}{d + \Delta d}. \qquad (16.48)$$

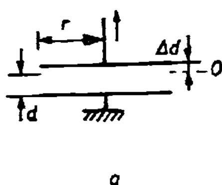



**Fig. 16.20. Traductor capacitiv cu armătură mobilă :** *a* — schema electrică ; *b* — caracteristica de conversie.

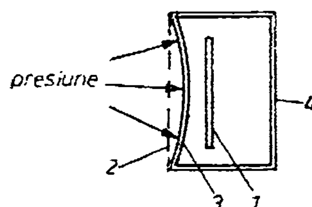



**Fig. 16.21. Traductor capacitiv cu membrană elastică :**
1 — armătura fixă ; 2 — membrana în poziția inițială ; 3 — membrana deformată ; 4 — carcasa.

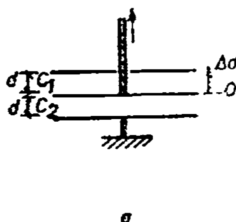



**Fig. 16.22. Traductor capacitiv diferențial :**
a — schema electrică ; b — caracteristica de conversie.

Din ec. (16.47) se obține caracteristica de conversie $C = f(\Delta d)$ (fig. 16.20, *b*) care prezintă o variație parabolică și variația capacității se poate considera liniară numai pentru deplasări reduse, de aceea aceste traductoare pot fi utilizate numai pentru măsurarea deplasărilor mici 0...1 mm.

Uneori se construiesc traductoare capacitive de presiune (fig. 16.21) la care o armătură este fixă iar cealaltă este formată dintr-o membrană ce se deformează sub acțiunea presiunii obținîndu-se o caracteristică de conversie $C = f(p)$ liniară.

Cel mai des folosite sînt însă traductoarele capacitive diferențiale (fig. 16.22, *a*), unde armăturile exterioare sînt fixe iar armătura interioară mobilă, rezultînd :

$$C_1 = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d - \Delta d}; \qquad C_2 = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d + \Delta d}. \tag{16.49}$$

Traductorul capacitiv diferențial se conectează într-o punte de c.a. în regim neechilibrat și se obține o caracteristică de conversie $\Delta U = f(d\Delta)$ liniară (fig. 16.22, *b*). Asemenea traductoare intră în structura micrometrelor electrice.

### 16.4.3. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA SUPRAFEȚEI DE SUPRAPUNERE A ARMĂTURILOR

Tipul cel mai răspîndit de traductor capacitiv din această categorie îl constituie traductorul de deplasare unghiulară (fig. 16.23, *a*) care reprezintă un condensator rotativ cu mai multe armături echidistante, de forma unor sectoare circulare.

Capacitatea traductorului este

$$C = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 \cdot \pi r^2 (n - 1)}{d \cdot 360} (\alpha_0 - \alpha), \tag{16.50}$$

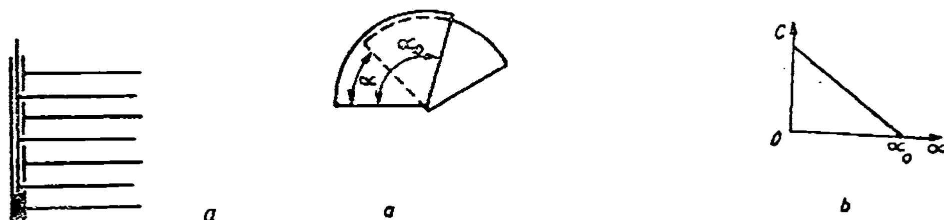



**Fig. 16.23. Traductor capacitiv de deplasare unghiulară :**
a — schema electrică ; b — caracteristica de conversie.

unde: $n$ este numărul de armături, $\alpha_0$ — unghiul sectorului circular, $r$ — raza sectorului circular, $d$ — distanţa dintre armături, $\alpha$ — deplasarea unghiulară. Din ec. (16.50) rezultă o caracteristică de conversie $-C = f(\alpha)$ — liniară (fig. 16.23, *b*).

#### 16.4.4. TRADUCTOARE CAPACITIVE CU MODIFICAREA DIELECTRICULUI

Permitivitatea relativă a dielectricului unui condensator se poate modifica fie prin introducerea unui material izolant între armături fie prin modificarea stării fizice a dielectricului cu umiditatea, substanţe diferite etc.

De aceea aceste traductoare capacitive se utilizează la măsurarea grosimilor, a nivelelor, a umidităţii, a compoziţiei de substanţă etc.

Traductoarele capacitive prezintă o mare sensibilitate, în general sînt carcterizate de caracteristici de conversie liniare, au capacităţi mici şi de aceea schemele electrice sînt alimentate cu tensiuni de frecvenţe ridicate (400 Hz—100 kHz), amplitudinea tensiunii de alimentare fiind limitată de tensiunea de străpungere.

## 16.5. TRADUCTOARE GENERATOARE

#### 16.5.1. CLASIFICAREA TRADUCTOARELOR GENERATOARE

Traductoarele generatoare sînt traductoarele electrice la care mărimea neelectrică este convertită direct în tensiune electrică. În funcţie de fenomenul fizic ce permite această conversie se disting următoarele tipuri principale: traductoare termoelectrice, traductoare piezoelectrice, traductoare fotoelectrice, traductoare de inducţie.

#### 16.5.2. TRADUCTOARE TERMOELECTRICE

Traductoarele termoelectrice reprezintă traductoarele electrice a căror funcţionare se bazează pe fenomenul termoelectric. Dacă se realizează (fig. 16.24, *a*) un circuit din două conductoare *a*, *b* de natură diferită, unite între ele prin sudură sau lipire în punctele de contact $P_1$ şi $P_2$ şi aceste capete sînt încălzite la două temperaturi diferite $\theta_1$ şi $\theta_2$ apare o tensiune electromotoare care va produce circulaţia unui curent. Această tensiune se numeşte tensiune termoelectrică şi ea depinde de natura metalelor din care sînt executate conductoarele *a*, *b* şi pentru intervale restrînse de temperatură este proporţională cu diferenţa de temperatură.

$$E_\theta = S(\theta_2 - \theta_1). \tag{16.51}$$

De aceea tensiunea termoelectrică poate fi folosită pentru a măsura diferenţa de temperatură dintre cele două puncte de contact $P_1$ şi $P_2$. Tensiunea

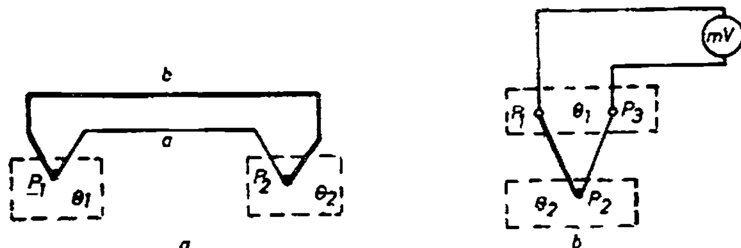



**Fig. 16.24. Traductorul termoelectric:**
*a* — explică fenomenul termoelectric; *b* — schema principială de măsurare.

termoelectrică se măsoară prin desfacerea unuia dintre puncte și conectarea unui aparat de măsurare (fig. 16.24, *b*). Deoarece conductoarele de legătură *c* sînt din metale diferite de *a* și *b* suma tensiunilor termoelectrice din acest circuit este zero atît timp cît punctele de contact $P_1$, $P_2$, $P_3$ sînt menținute la aceeași temperatură $\theta_1$. Dacă punctul $P_2$ este adus la temperatura $\theta_2 = \theta_1 + \Delta\theta$ apare o tensiune termoelectrică $E_\theta$ proporțională cu $\Delta\theta$ și valoarea ei este independentă de prezența celui de-al treilea metal (*c*) atît timp cît punctele de contact $P_1$ și $P_3$ sînt la aceeași temperatură. Dacă temperatura punctelor $P_1$ și $P_3$ nu este aceeași tensiunea termoelectrică din circuit este suma algebrică a tensiunilor termoelectrice dezvoltată pentru fiecare pereche de conductoare.

Ansamblul celor două conductoare *a*, *b* formează traductorul termoelectric (termocuplu), capătul $P_2$ se numește capăt cald și el se introduce în mediul a cărei temperatură se măsoară iar capătul $P_1$, $P_3$ se numește capăt rece și el se conectează la schema de măsurare a tensiunii termoelectrice.

Tensiunea termoelectrică este proporțională cu diferența de temperatură pentru un interval restrîns de temperatură și pentru intervale mai largi este o funcție de temperatură (temperatura $\theta_1 = 0°C$) de forma

$$E_0 = A\theta + \frac{1}{2}B\theta^2 + \frac{1}{3}C\theta^3. \qquad (16.52)$$

Valoarea constantelor *A*, *B*, *C* depinde de metalele din care sînt executate termoelementele.

Sensibilitatea unui traductor termoelectric este

$$S = \frac{dE_0}{d\theta} = A + B\theta + C\theta^2. \qquad (16.53)$$

Traductorul termoelectric trebuie să aibă o sensibilitate — *S* — cît mai mare și ea să fie constantă pe un interval de temperatură cît mai larg ($B \ll A$ ; $C \ll A$). Pentru aceasta s-au măsurat tensiunile termoelectrice care apar între diferite metale și platină pentru $\theta_1 = 0°C$ și $\theta_2 = 100°C$ și metalele au fost ordonate după valorile obținute formîndu-se seria tensiunilor termoelectrice (tab. 16.5). Din acest tabel au fost selectate perechile de metale care

*Tabelul 16.5*

**Seria tensiunilor termoelectrice**

| Metalul | Tensiunea termoelectrică pentru $\Delta\theta = 100°C$ [mV] |
|---|---|
| Constantan | −3,47...−3,04 |
| Nichel | −1,94...−1,20 |
| Paladiu | −0,28 |
| Platina | 0 |
| Aur | +0,56...+0,80 |
| Manganina | +0,57...+0,82 |
| Wolfram | +0,65...+0,90 |
| Platinrhodiu (10% Rh) | +0,65 |
| Cupru | +0,72...+0,77 |
| Molibden | +1,16...+1,31 |
| Fier | +1,87...+1,89 |
| Nichel-crom | +2,20 |

să prezinte o diferență cît mai mare și aceasta să fie constantă pe un interval cît mai larg obținîndu-se traductoarele cele mai des utilizate în prezent (tab. 16.6).

*Tabelul 16.6*

**Caracteristicile principalelor traductoare termoelectrice**

| Traductorul termoelectric | Sensibilitatea µV/°C ] | Intervalul de temperaturi [°C] |
|---|---|---|
| Cupru-Constantan | 41 | −200...+300 |
| Fier-Constantan | 56 | −200...+600 |
| Cromel-alumel | 41 | 0...1 100 |
| Platină-Platinrhodiu | 9.5 | +800...+1 500 |

Aliajul Cromel conține: 90% Ni; 10% Cr.
Aliajul Alumel conține: 14% Si; 2% Al; 0,17% Fe; 2% Mn; restul Ni.

În practică însă corespondența tensiune termoelectrică-temperatură nu se stabilește pe baza relației matematice ci pe baza tabelelor standardizate care indică această corespondență din zece în zece grade.

Traductoarele termoelectrice se introduc în aceeași structură de protecție ca și traductoarele termorezistive.

Traductoarele termoelectrice servesc la realizarea termometrelor electrice.

### 16.5.3. TRADUCTOARE PIEZOELECTRICE

Traductoarele piezoelectrice funcționează pe baza efectului piezoelectric care constă în polarizarea electrică a unor substanțe cristaline (ex. cuarț, titanat de bariu etc.) în urma unor deformații mecanice (efect piezoelectric direct) sau modificarea dimensiunilor lor într-un cîmp electric variabil (efect piezoelectric invers). De ex. cristalul de cuarț (fig. 16.25) care prezintă o prismă

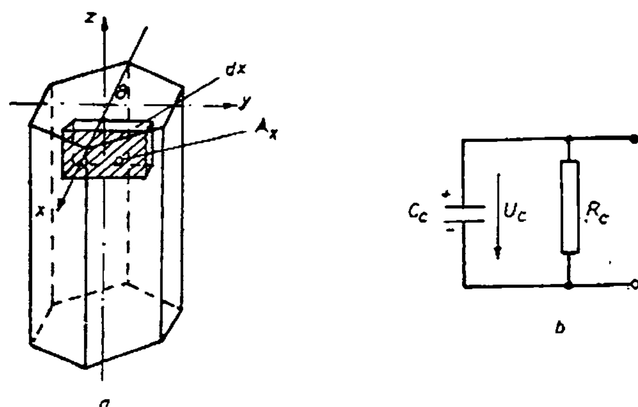



**Fig. 16.25. Principiul de funcționare al traductorului piezoelectric:**
*a* — cristalul de cuarț; *b* — schema electrică echivalentă.

hexagonală are trei axe electrice Ox (orientate prin vîrfurile hexagonului), trei axe mecanice $Oy$ (orientate perpendicular pe laturile hexagonului) şi o axă optică $Oz$.

La comprimarea cristalului în direcţia unei axe electrice se produce efectul piezoelectric direct longitudinal constînd din apariţia unor sarcini electrice, de semne contrarii, pe cele două feţe perpendiculare pe această axă

$$Q = kF_{xi} \tag{16.54}$$

unde $k$ este piezomodulul cristalului, specific pentru fiecare substanţă. Sarcina electrică $Q$ depinde de forţă şi nu depinde de dimensiunile geometrice ale cristalului supus compresiunii. Dacă cristalul este supus întinderii efectul este acelaşi dar sarcinile electrice vor fi de semn contrar faţă de cazul compresiunii.

Aceeaşi operaţie efectuată însă în direcţia unei axe mecanice $Oy$ produce acelaşi efect numit efect piezoelectric direct transversal.

O solicitare mecanică în direcţia axei optice $Oz$ nu produce nici un efect piezoelectric.

Pentru realizarea unui traductor piezoelectric, cristalul de cuarţ trebuie tăiat, sub formă de plăcuţă, astfel ca suprafeţele principale să fie perpendiculare pe o axă electrică (fig. 16.25, *a*). Celelalte substanţe piezoelectrice au structuri cristaline diferite de cuarţ, şi ca urmare axele sînt situate diferit şi tăieturile suprafeţelor traductorului se fac după alte direcţii.

Armăturile metalice ale traductorului piezoelectric formează un condensator plan de capacitate

$$C = \frac{\varepsilon A_x}{d_x}, \tag{16.55}$$

unde: $\varepsilon$ este permitivitatea substanţei piezoelectrice; $A_x$ — aria secţiunii traductorului corespunzătoare suprafeţei de tăiere (la cuarţ este perpendiculară pe axa electrică $Ox$), $d_x$ — grosimea traductorului.

Tensiunea electrică care se stabileşte între armăturile traductorului în cazul efectului longitudinal este

$$U_c = \frac{k}{\varepsilon} d_x \frac{F_x}{A_x} \tag{16.56}$$

iar sensibilitatea

$$S_x = \frac{dU_c}{dF_x} = \frac{k}{\varepsilon} \frac{d_x}{A_x} \tag{16.57}$$

Schema electrică echivalentă a traductorului piezoelectric este o schemă cu rezistenţă de pierderi în paralel (fig. 16.25, *b*) şi dacă traductorul este solicitat static după un timp (care depinde de $\tau = R_c C_c$) condensatorul se descarcă deşi forţa acţionează în continuare. De aceea traductorul piezoelectric se pretează în special pentru măsurări dinamice.

Pentru simplificarea problemelor de izolaţie traductoarele piezoelectrice se realizează cu mai multe plăcuţe (fig. 16.26).

Traductoarele piezoelectrice bazate pe efectul piezoelectric direct se folosesc la măsurarea forţelor, acceleraţiilor, presiunilor, vitezelor de propagare a undelor mecanice şi a unor constante de material.

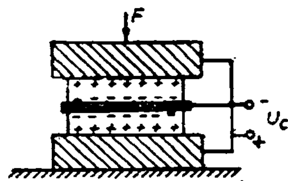


**Fig. 16.26. Construcţie de traductor piezoelectric.**

Dacă se foloseşte efectul piezoelectric invers şi polarizarea se face în plane perpendiculare pe una din axele electrice ale cristalului de cuarţ, deformaţiile mecanice sînt maxime. Aplicînd o tensiune de polarizare alternativă placa cristalină vibrează cu frecvenţa tensiunii aplicate. Amplitudinea vibraţiei este maximă dacă această frecvenţă coincide cu frecvenţa de oscilaţie proprie (de obicei > 16 kHz) a plăcii iar în spaţiul înconjurător se propagă unde ultrasonore. Frecvenţa proprie de vibraţie în lungul unei axe electrice (efect longitudinal) este dată de relaţia

$$f_{0x} = \frac{1}{2d_x}\sqrt{\frac{E_x}{\rho}}, \tag{16.58}$$

unde $E_x$ este modulul de elasticitate al plăcii, $\rho$ — densitatea.

Produsul $f_{0x}d_x$ poartă numele de constantă de frecvenţă. Mărimea deformaţiei pentru efectul longitudinal este $d_l = k_l U$.

Efectul piezoelectric invers este utilizat la recepţia şi generarea ultrasunetelor.

### 16.5.4. TRADUCTOARE DE INDUCŢIE

Traductoarele de inducţie funcţionează pe baza fenomenului de inducţie : fenomenul de inducere a unei t.e.m într-un conductor în deplasare relativă faţă de un cîmp magnetic. Cele mai folosite traductoare de inducţie sînt tahogeneratoarele şi traductoarele de inducţie pentru debit.

Tahogeneratoarele sînt traductoare de turaţie şi ele sînt microgeneratoare de curent continuu sau alternativ care generează tensiuni electrice proporţionale cu viteza de rotaţie a arborelui cu care sînt cuplate.

Traductorul de tensiune continuă se construieşte ca un generator de c.c cu magneţi permanenţi dispuşi pe stator iar indusul este rotorul. La mersul în gol t.e.m este proporţională cu viteza unghiulară

$$U_{e0} = k\Phi_0 n. \tag{16.59}$$

Tahogeneratoarele de c.c sînt larg răspîndite datorită preciziei bune şi sensibilităţii la sensul de rotaţie. Tahogeneratoarele de c.a se realizează cu bobinajul indusului dispus pe stator şi rotorul cu poli aparenţi din magneţi permanenţi, eliminîndu-se astfel colectorul. Prin rotirea magneţilor permanenţi, fluxul magnetic taie bobinele şi în ele se induce o tensiune alternativă a cărei valoare efectivă este proporţională cu turaţia

$$U_e = k_1 n. \tag{16.60}$$

Tahogeneratoarele consumă o putere de 1—50 W care este neglijabilă la puteri mari de antrenare dar la puteri mici apar erori de măsurare a turaţiei.

Traductoarele de inducţie pentru debit sînt utilizate la măsurarea debitului lichidelor bune conducătoare de electricitate. Ele sînt formate dintr-un tub izolant (fig. 16.27) în peretele căruia se dispun diametral doi electrozi. Tubul este plasat într-un cîmp de inducţie magnetică $B$ perpendicular pe planul format

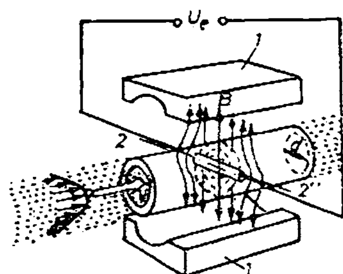



**Fig. 16.27. Traductor de inducţie pentru debit :**
1 — piese polare ; 2—2' — axa electrozilor diametrali ; d — diametrul tubului de scurgere.

de axa longitudinală de scurgere și diametrul pe care sînt dispuși cei doi electrozi. În lichidul care se scurge cu viteza $v$ între electrozii aflați la extremitățile diametrului d se induce o t.e.m.

$$U_e = \int (\bar{V}x\bar{B})\bar{dl} = vBd, \qquad (16.61)$$

unde $v$ este viteza medie de scurgere a fluidului. Debitul $D$ — este dat de relația

$$D = Sv = \frac{\pi d^2}{4} \frac{U_e}{Bd} = \frac{\pi d}{4B} U_e, \qquad (16.62)$$

de unde rezultă

$$U_e = \frac{4B}{\pi d} D. \qquad (16.63)$$

Caracteristica de conversie — $U_e = f(D)$ — este liniară indiferent dacă scurgerea este laminară sau turbulentă. Traductoarele de debit se realizează cu cîmp de inducție magnetică constant sau alternativ. Tensiunile electromotoare induse sînt mici, de ex. pentru $B = 0{,}3$ T, $d = 0{,}05$ m, $v = 0{,}1$ m/s rezultă $U_e = 1{,}5$ mV.

## 16.6. TRADUCTOARE DIGITALE

Traductoarele digitale realizează convertirea unei mărimi neelectrice în impulsuri de tensiune a căror frecvență sau număr sînt proporționale cu valoarea mărimii măsurate. Traductoarele digitale prezintă o serie de avantaje față de cele analogice făcînd ca ele să fie preferate în aviație, tehnica militară sau în procesele de reglare automată de înaltă precizie și anume: ușurința producerii, manipulării și stocării semnalelor digitale, înalta precizie de convertire a mărimii neelectrice în mărime electrică discontinuă, înalta imunitate a semnalului electric digital față de zgomotele electromagnetice, înalta rezoluție în prezentarea rezultatului. Dezavantajele ce pot fi menționate sînt: prețul de cost ridicat, necesitatea de a dispune de aparatură specializată, timpul mare de răspuns în cazul anumitor tipuri de traductoare.

În continuare vor fi prezentate cîteva tipuri de traductoare digitale.

*Traductorul digital pentru deplasări unghiulare* are ca element principal discul codificator.

Pe axul a cărei deplasare se măsoară se fixează un disc (fig. 16.28) cu 4 sau mai multe piste pe care se află sectoare echidistante. Sectoarele sînt detectate de un palpator mecanic (perie) care închide un circuit, cînd peria calcă pe sector (logic „1") și întrerupe acest circuit cînd peria calcă între sectoare (logic „0"). Sectoarele se aranjează astfel încît să se stabilească un cod binar unic fiecare poziție discretă constituind o combinație diferită de numere binare (biți). Codificatoarele pentru deplasări unghiulare cu contact prezintă o pistă comună cu suprafață conductoare de 360° care permite închiderea circuitului electric pentru pozițiile logic „1" ale sectoarelor. Fiecare pistă are o perie de culegere, periile fiind dispuse după o linie de citire radială. În figura 16.28 se indică un codificator disc cu perii cu 6 piste semnificative și o pistă comună de contact. Suprafețele înregistrate reprezintă sectoare conductoare, echivalente pentru logic „1", iar cele albe sînt izolante, echivalente pentru logic „0". În cazul poziției din figură periile culeg un semnal echivalent numărului binar 110101.

Pentru discul cu 6 biți se pot deosebi $2^6 - 1 = 63$ de poziții discrete de-a lungul unei rotații complete. Pentru un codificator cu 10 biți (zece piste) se pot deosebi 512 poziții discrete de-a lungul unei rotații complete. Precizia măsurării deplasării unghiulare depinde de precizia cu care a fost realizat

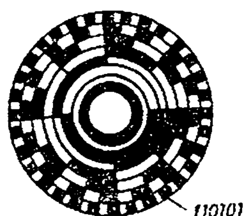



**Fig. 16.28. Codificator binar disc cu 6 piste.**

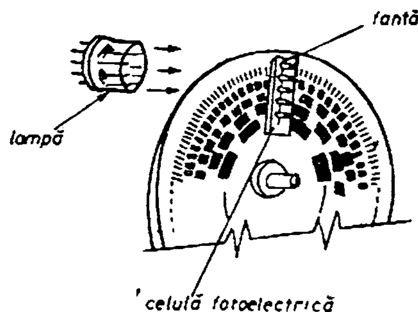
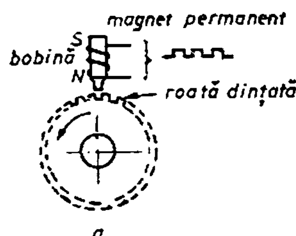



**Fig. 16.29. Traductor digital optic codificat.**



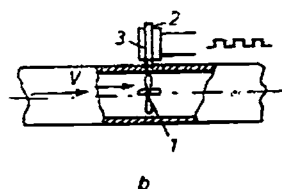




**Fig. 16.30. Traductor digital electromagnetic :**

*a* — pentru viteză unghiulară ; *b* — pentru debit ; *1* — elice din material feromagnetic ; *2* — bobină ; *3* — magnet permanent.

discul şi codificatorul cu număr ridicat de biţi necesită un sistem scump de prelucrare. Codificatoarele pentru deplasări unghiulare pot fi realizate şi pentru citire fotoelectrică (fig. 16.29).

În figura 16.30, *a* este prezentat *traductorul digital electromagnetic pentru viteză unghiulară.* Solidar cu axul a cărui viteză se măsoară se află o roată dinţată din material feromagnetic. Un magnet permanent situat în interiorul unei bobine se termină cu un capăt din material feromagnetic care se află la o foarte mică distanţă de periferia dinţilor. Cînd un dinte se apropie sau se îndepărtează de magnet, variază lungimea întrefierului, deci reluctanţa circuitului magnetic, ceea ce conduce la o variaţie a fluxului şi la generarea unui impuls în bobină.

Pentru obţinerea vitezei unghiulare se poate măsura intervalul de timp dintre două impulsuri sau numărul de impulsuri pentru un anumit interval. Precizia măsurării depinde de numărul de dinţi, de precizia cu care s-a realizat pasul dinţilor, şi de precizia cu care se măsoară intervalul de timp. Traductoarele sînt simple, robuste, cost redus şi pot fi folosite pe interval larg de temperaturi $-50\ldots+200°C$. Ele pot fi utilizate pentru viteze unghiulare care generează frecvenţe între 10 Hz şi 10 kHz.

O altă realizare o constituie *traductorul digital electromagnetic pentru debit* (fig. 16.30, *b*) asemănător celui precedent variaţia de reluctanţă fiind produsă de palele unei elici din material feromagnetic care se roteşte ca efect al vitezei de scurgere a fluidului. Rezultă că numărul de impulsuri generate într-un interval de timp este funcţie de debitul fluidului.

În concluzie traductoarele digitale sînt sigure în funcţionare, prezintă un prag de sensibilitate foarte bun dar pînă în prezent ele sînt utilizate numai în domenii speciale datorită costului şi complexităţii instalaţiilor de măsurare.

# *Partea a III-a*
# MĂSURAREA MĂRIMILOR ELECTRICE ŞI MAGNETICE

## 17
## MĂSURAREA TENSIUNII ELECTRICE

### 17.1. VOLTMETRE ANALOGICE

#### 17.1.1. CARACTERISTICILE DE BAZĂ ALE VOLTMETRELOR ANALOGICE

După schema de măsurare voltmetrele analogice pot fi împărţite în două categorii : voltmetre electromecanice şi voltmetre electronice. Voltmetrele electromecanice se denumesc după tipul instrumentului de măsurare utilizat : magnetoelectrice, feromagnetice, electrodinamice, electrostatice. Spre deosebire de voltmetrele electronice, care necesită surse de alimentare exterioare, voltmetrele electromecanice indică valoarea tensiunii la simpla lor conectare în circuitul de măsurare, de unde absorb energia necesară funcţionării lor. Ca urmare, cu excepţia voltmetrelor electrostatice, voltmetrele electromecanice sînt aparate caracterizate prin consum propriu.

În general, la conectarea între două puncte $A$, $B$ ale unui circuit complex a unui voltmetru $V$, de rezistenţă $R_v$, acesta este parcurs de un curent de consum $I_v$ (fig. 17.1). Presupunînd că, în lipsa voltmetrului, între $A$, $B$ există tensiunea $U$, la conectarea voltmetrului, datorită consumului, acesta indică o tensiune $U_v < U$ :

$$U_v = R_v I_v. \tag{17.1}$$

Aplicînd teorema generatorului echivalent rezultă : $I_v = \dfrac{U}{R_i + R_v}$, de unde :

$$U_v = \frac{R_v}{R_i + R_v} U, \tag{17.2}$$

în care $R_i$ este rezistenţa circuitului complex pasivizat privit de la bornele $A$, $B$. Se observă că numai în cazul cînd $R_v \gg R_i$ voltmetrul măsoară corect tensiunea ($U_v = U$) ; în caz contrar măsurarea tensiunii se efectuează cu o eroare :

$$\varepsilon_U = \frac{U_v - U}{U} = -\frac{R_i}{R_i + R_v}. \tag{17.3}$$

Rezultă că pentru a măsura cît mai precis tensiunea voltmetrul trebuie să posede o rezistenţă proprie cît mai mare. În general $R_v$ trebuie să fie cel puţin cu două ordine de mărime mai mare decît rezistenţa circuitului — privită de la bornele între care se măsoară — pentru ca eroarea să fie mai mică de 1%. Deoarece rezistenţa unor voltmetre electromecanice este de valoare redusă (feromagnetice, electrodinamice şi chiar magnetoelectrice) utilizarea acestora în circuite de putere mică trebuie, în general, evitată. Rezistenţa $R_v$ depinde de tensiunea nominală $U_n$ din care cauză

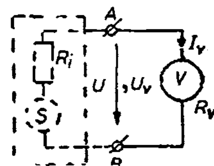


Fig. 17.1. Influenţa consumului voltmetrului .

consumul voltmetrelor electromecanice se apreciază prin intermediul rezistenței proprii corespunzătoare tensiunii de 1 volt : $r_v = R_v/U_n(\Omega/V)$.

În afară de consum (apreciat prin rezistența proprie în Ω/V), la alegerea voltmetrelor interesează și următoarele caracteristici metrologice : tensiunea nominală, clasa de precizie, domeniul de frecvențe. În tabelul 17.1 se prezintă caracteristicile de bază ale celor mai răspîndite voltmetre analogice.

*Tabelul 17.1*

**Caracteristici de bază ale voltmetrelor analogice și digitale**

| Tipul voltmetrului | | Clasa de precizie | Tensiunea nominală minimă | Rezistența de intrare | c.c. | Intervale de frecvențe [Hz] 1 10 $10^2$ $10^4$ $10^6$ $10^8$ |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Voltmetre electromecanice | magnetoelectric | 0.1 – 2.5 | 50 mV | 0,5 – 50 kΩ/V | | |
| | feromagnetic | 0,2 – 2,5 | 10 V | 50 – 100 Ω/V | | |
| | electrodinamic | 0,1 – 0,5 | 30 V | 30 – 50 Ω/V | | |
| | magnetoelectric cu redresor | 1 – 2,5 | 3 V | 1 – 10 kΩ/V | | |
| | magnetoelectric cu termoelement | 1 – 2,5 | 1 V | 100 – 300 Ω/V | | |
| | electrostatice | 0.1 – 2.5 | 30 V | 100 – 1 000 MΩ | | |
| Voltmetre electronice analogice | de curent continuu cu amplificator c.c. | 1 – 2,5 | 10 V | 1 – 100 MΩ | | |
| | de curent continuu cu modulare demodulare | 1 – 2.5 | 10 nV | 30 – 100 MΩ | | |
| | de valoare de vîrf (c.a.) | 1,5 – 2,5 | 0,5 V | 0,2 – 20 MΩ | | * |
| | de valoare medie (c.a.) | 2,5 – 5 | 1 mV | 0,1 – 20 MΩ | | |
| | de valoare efectivă (c.a.) | 2.5 – 5 | 1 mV | 0,1 – 20 MΩ | | |
| | de valoare efectivă (c.a.) cu transfer c.a./cc. | 0.2 – 1 | 1 mV | 0,1 – 20 MΩ | | |
| Voltmetre digitale | | 0,001 – 2.5 | 1 mV | 1 – 1 000 MΩ | | |

* Extindere prin dispozitiv de eșantionare.

Din tabel rezultă superioritatea deținută de voltmetrele electronice în ceea ce privește consumul propriu, practic neglijabil (rezistența mare la intrare) și de asemenea în ceea ce privește intervalul de frecvență, limita superioară a acesteia putînd fi extinsă pînă la zeci de GHz cu ajutorul dispozitivelor de eșantionare (linie punctată).

Se menționează că, în curent alternativ, toate voltmetrele au scara gradată în valori efective ($U$) corespunzătoare tensiunii de formă sinusoidală, indiferent de valoarea la care este sensibil instrumentul de bază : efectivă ($U$), medie ($U_{med}$) sau de vîrf ($U_m$).

### 17.1.2. VOLTMETRE MAGNETOELECTRICE

Acestea sînt constituite dintr-un instrument magnetoelectric conectat în serie cu o rezistență adițională $R_a$, în scopul extinderii limitei de măsurare de la tensiunea $U_0 = r_0 I_0$, egală cu căderea de tensiune pe instrumentul de bază, la tensiune nominală $U_n = mU_0$ corespunzătoare valorii nominale impuse (fig. 17.2).

Rezistența adițională se determină din relația :

$$U_n = (r_0 + R_a)I_0 = mU_0 = mr_0 I_0,$$

de unde :

$$R_a = r_0(m - 1), \qquad (17.4)$$

în care $m = U_n/U_0$ — coeficient care indică de cîte ori se extinde limita de măsurare a voltmetrului în raport cu aceea a instrumentului de bază. Rezistențele adiționale $R_a$ se realizează din fir de manganină sau constantan (variație neglijabilă a rezistenței cu temperatura) izolat cu email sau mătase, bobinat pe suport din material izolant. Rezistențele se montează, de regulă, în interiorul aparatului pentru tensiuni pînă la 1 000 V și separat pentru tensiuni mai mari. Voltmetrele cu mai multe game de măsurare sînt prevăzute cu rezistențe adiționale formate din trepte corespunzătoare fiecărei game de măsurare care poate fi selectată cu ajutorul unui comutator (fig. 17.3).

Voltmetrele magnetoelectrice nu sînt influențate de variațiile temperaturii deoarece rezistența lor adițională, invariabilă cu temperatura, este mult mai mare decît aceea a bobinei mobile astfel încît, practic, variația rezistenței totale a aparatului este neglijabilă. În cazul milivoltmetrelor devine necesară compensarea erorilor de temperatură care se realizează după aceleași procedee ca în cazul ampermetrelor magnetoelectrice (v. cap. 18).

Voltmetrele magnetoelectrice funcționează numai în curent continuu, au scară liniară și consum redus, rezistența proprie fiind de ordinul 5—50 kΩ/V pentru voltmetre de laborator (0,005—0,05 W) și 0,5—1 kΩ/V pentru cele de tablou (0,2—1 W).

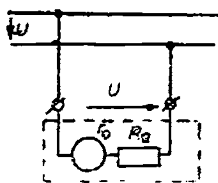



**Fig. 17.2.** Schema de principiu a unui voltmetru magnetoelectric.

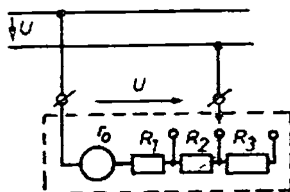



**Fig. 17.3.** Schema de principiu a unui voltmetru cu mai multe game de măsurare.

### 17.1.3. VOLTMETRE FEROMAGNETICE

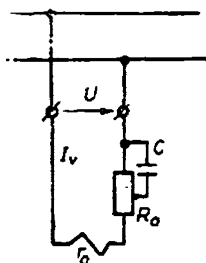



Fig. 17.4. Schema unui voltmetru feromagnetic.

Aceste voltmetre sînt constituite dintr-un instrument feromagnetic înseriat cu una sau mai multe rezistențe adiționale corespunzătoare intervalului de măsurare (fig. 17.4). Conform cu (5.25) deviația instrumentului feromagnetic este proporțională cu pătratul curentului $I = I_v$ care parcurge rezistența voltmetrului $R_v = r_0 + R_a$ :

$$\alpha = \frac{1}{2D}\frac{dL}{d\alpha} I_v^2 = \frac{1}{2D}\frac{dL}{d\alpha}\frac{1}{R_v^2} U^2. \qquad (17.5)$$

Deși deviația depinde de pătratul tensiunii scara gradată a voltmetrului poate fi liniarizată sau chiar lărgită pe o anume porțiune utilă, prin modificarea formei plăcuțelor feromagnetice $\frac{dL}{d\alpha}$. Voltmetrele feromagnetice măsoară atît tensiuni continui cit și tensiuni alternative în care caz indică valoarea efectivă a acestora indiferent de forma lor.

Indicațiile acestor voltmetre pot fi afectate de erori de temperatură și frecvență pentru reducerea acestora fiind necesară adoptarea unor măsuri de compensare (tab. 17.2).

*Tabelul 17.2*

**Influența temperaturii și frecvenței asupra voltmetrelor feromagnetice**

| Cauza erorii | Efectele asupra indicației voltmetrelor | Mijloace de compensare a erorii |
|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 |
| Variația temperaturii θ | Pentru o aceeași tensiune la borne $U$ variația temperaturii de la $\theta_1$ la $\theta_2$ modifică rezistența bobinei $r_0$ de la $r_{01}$ la $r_{02}$ și deviația aparatului (dacă se neglijează reactanța bobinei): $\alpha = \frac{1}{2D}\frac{dL}{d\alpha}\frac{1}{(r_0 + R_a)^2} U^2,$ de la $\alpha_1$ la $\alpha_2$, determinînd o eroare: $\varepsilon_\theta = \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha}\right)_\theta = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1} = \frac{(r_{01}+R_a)^2}{(r_{02}+R_a)^2} - 1$ Admițînd $r_{10} + r_{20} = 2r_0$ și notînd $\varepsilon_r = \left(\frac{\Delta r_0}{r_0}\right) = \frac{r_{20} - r_{10}}{r_0},$ $\varepsilon_\theta = 2\cdot\varepsilon_r \frac{r_0}{r_0 + R_a} \cong 2\cdot\varepsilon_r\cdot\frac{r_0}{R_a},$ dependentă de raportul $r_0/R_a$ | — Se asigură un raport $r_0/R_a$ atît de mic încît $\varepsilon_\theta$ să rămînă în limite admisibile. — Deoarece $R_a$ depinde de tensiunea nominală $U_n$, pe măsură ce aceasta este mai mică, se micșorează și rezistența bobinei $r_0$ astfel încît să se mențină $r_0/R_a$ = ct. Pentru a micșora $r_0$ bobina se construiește cu un număr de spire mai mic din conductor de secțiune mai mare — Deoarece numărul de amperspire al voltmetrelor cu intervale diferite trebuie să rămînă același ($NI$ = ct.) consumul voltmetrelor ($I$) crește o dată cu micșorarea intervalului de măsurare ($U_n$) |

| 1 | 2 | 3 |
|---|---|---|
| Variația frecvenței $f$ | Pentru aceeași tensiune $U$ variația frecvenței de la $f_1$ la $f_2$ modifică reactanța bobinei $X$ de la $X_1$ la $X_2$ și deviația aparatului $\alpha = \frac{1}{2D} \frac{dL}{d\alpha} \frac{1}{R_v^2 + X^2} U^2$, de la $\alpha_1$ la $\alpha_2$, determinînd o eroare $\varepsilon_f$: $\varepsilon_f = \left(\frac{\Delta\alpha}{\alpha_f}\right) = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{\alpha_1} = \frac{X_1^2 - X_2^2}{R_v^2 + X_2^2}$ Deoarece $X_2^2 \ll R_v^2$, $\varepsilon_f = -\frac{X_2^2}{R_v^2}\left(1 - \frac{X_1^2}{X_2^2}\right) = -\frac{\omega^2 L^2}{R_v^2}\left(1 - \frac{\omega_1^2}{\omega_2^2}\right)$. Dacă, de exemplu, voltmetrul este etalonat în c.c.: $\omega_1 = 0$, $\omega_2 = \omega = 2\pi f$ $\varepsilon_f = -\left(2\pi \frac{L}{R_v}\right)^2 f^2 = -\frac{K}{R_v^2} \cdot f^2$ | — Eroarea de frecvență se reduce la valori neglijabile prin conectarea unui condensator $C$ în paralel cu o fracțiune din $R_a$ care compensează reactanța inductivă a bobinei: Impedanța $\underline{Z}_{Ab}$ este: $\underline{Z}_{Ab} = r_0 + j\omega L + \frac{R - j\omega CR^2}{1 + \omega^2 C^2 R^2}$; Deoarece $\omega^2 C^2 R^2 \ll 1$, $\underline{Z}_{Ab} = r_0 + R + j\omega(L - CR^2)$ Pentru $C = L/R^2$, $\underline{Z}_{Ab} = r_0 + R =$ ct. și impedanța voltmetrului devine independentă de frecvență |

Pentru ca erorile de temperatură să nu depășească limitele impuse de clasa de precizie, prin construcție se păstrează un anumit raport între rezistența bobinei $r_0$ (Cu) și rezistența adițională $R_a$ (manganină) ceea ce conduce la creșterea consumului voltmetrelor odată cu scăderea tensiunii lor nominale (v. tabelul 17.2). Spre exemplu, consumul de curent al voltmetrelor de 250 V—150 V este de 25—50 mA în timp ce al unui voltmetru de 15 V atinge 200 mA și mai mult.

Eroarea de frecvență se datorește variației reactanței bobinei instrumentului cu frecvența; ea se compensează prin conectarea unui condensator C în paralel cu o fracțiune din $R_a$ (v. tab. 17.2).

Voltmetrele feromagnetice se construiesc pentru tensiuni nominale de la 15 V la 600 V, fie ca aparate de tablou de clasă 1,5 sau 2,5 (foarte răspîndite), fie ca aparate portabile de clasă 1, 0,5, 0,2. Ele au o rezistență proprie mică (50...100 Ω/V) și un consum propriu ridicat (3...20 VA). Din acest motiv, în general, nu se construiesc voltmetre feromagnetice pentru tensiuni mai mici de 10 V. Voltmetrele cu suspensie pe fire tensionate au un consum sensibil mai redus (curent de consum 10...40 mA). Se construiesc de regulă pentru frecvență industrială (45...65 Hz) dar, prin compensare, intervalul de frecvențe poate fi extins la cîteva sute de Hz.

Pentru măsurarea tensiunilor înalte alternative (peste 600 V) din instalațiile energetice sînt aproape exclusiv utilizate transformatoare de tensiune asociate cu voltmetre feromagnetice de 100 V (tensiune standard) a căror scară este gradată în valori ale tensiunii înalte.

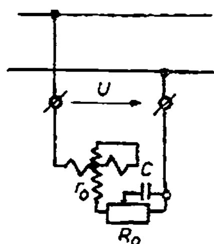



Fig. 17.5. Schema unui voltmetru electrodinamic.

### 17.1.4. VOLTMETRE ELECTRODINAMICE

Aceste voltmetre sînt constituite dintr-un instrument electrodinamic sensibil (5...20 mA) cu cîmp uniform, avînd bobinele fixe şi mobile conectate în serie între ele şi înseriate cu una sau mai multe rezistenţe adiţionale corespunzătoare tensiunii nominale (fig. 17.5).

Avînd în vedere că pentru instrumentul electrodinamic cu cîmp uniform cu bobinele conectate în serie $I_1 = I_2 = I_v = U/R_v$, conform cu (5.31), deviaţia voltmetrului rezultă :

$$\alpha = \frac{L_{12m}}{D}\sin(\gamma_0 + \alpha)\frac{U^2}{R_v^2} = K\sin(\gamma_0 + \alpha)U^2. \quad (17.6)$$

Deşi deviaţia voltmetrului depinde de pătratul tensiunii $U$, prin alegerea unghiului de poziţie iniţială a bobinei mobile $\gamma_0 > 45°$ se obţine o uniformizare a scării. Voltmetrele electrodinamice măsoară atît tensiuni continui cît şi tensiuni alternative indicînd valoarea efectivă a acestora indiferent de forma lor.

Eroarea de temperatură se manifestă mai puternic în cazul voltmetrelor pentru tensiuni mici la care rezistenţa adiţională este de asemenea mai mică. Pentru reducerea erorii este necesară micşorarea rezistenţei bobinelor, ceea ce atrage creşterea consumului voltmetrelor (ca şi în cazul voltmetrelor feromagnetice). Din acest motiv nu se construiesc voltmetre electrodinamice pentru tensiuni nominale mai mici de 20 V.

Eroarea de frecvenţă se datoreşte creşterii reactanţei bobinelor cu frecvenţa şi se compensează prin conectarea unui condensator $C$ în paralel cu o fracţiune din rezistenţa adiţională $R_a$, ceea ce permite extinderea intervalului de frecvenţe pînă la 1 000 Hz şi chiar mai mult.

Voltmetrele electrodinamice se construiesc numai ca aparate portabile de precizie mare (clasa 0,1 ; 0,2 sau 0,5) pentru frecvenţa industrială (40—60 Hz) cu extinderea domeniului pînă la cîteva sute de Hz. Ele funcţionează cu aceeaşi precizie în c.c. şi c.a. ceea ce permite etalonarea lor în c.c. (unde operaţia se efectuează cu mai mare precizie) şi utilizarea lor în c.a., fie ca voltmetre etalon, fie ca voltmetre de precizie. Principalul lor dezavantaj îl constituie consumul propriu ridicat (pînă la 10—20 VA).

### 17.1.5. VOLTMETRE ELECTROSTATICE

Aceste aparate sînt constituite dintr-uu instrument electrostatic (§5.8). Voltmetrele electrostatice pentru tensiuni relativ mici utilizează un instrument cu variaţia suprafeţei active a armăturilor. Pentru creşterea cuplului activ se recurge la construcţia multicelulară (fig. 17.6) care dispune de mai multe armături fixe şi un număr corespunzător de armături mobile fixate pe axul comun, cu suspensie pe paliere sau pe fire tensionate. Conform cu (5.59), deviaţia voltmetrului :

$$\alpha = \frac{1}{2D}\frac{dC}{d\alpha}U^2,$$

este dependentă de pătratul tensiunii ; printr-o alegere convenabilă a formei armăturilor caracterul scării gradate se poate îmbunătăţi, în sensul liniari-

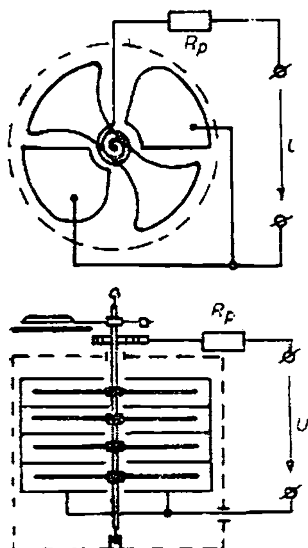



Fig. 17.6. Voltmetru electrostatic.

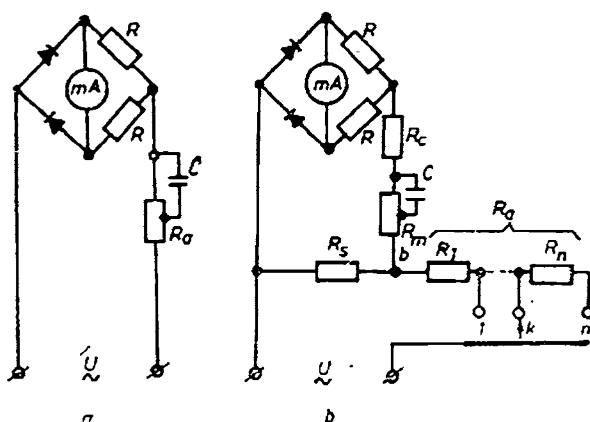



Fig. 17.7. Schema de voltmetre cu redresor : a — pentru tensiuni mici ; b — pentru tensiuni mari ($n$ game de măsurare).

zării ei, pentru un anume interval de tensiuni. Voltmetrele electrostatice măsoară, fără consum, tensiuni continui și alternative în ultimul caz indicînd valoarea efectivă a acestora indiferent de forma lor.

Pentru a proteja aparatul de pericolul punerii în scurtcircuit a sursei, se conectează în serie cu una dintre armături o rezistență $R_p$ de valoare mare (MΩ) care are rolul de limitare a curentului în cazul unei eventuale străpungeri (sau contact neprevăzut) între electrozi. Prezența rezistenței de protecție $R_p$ nu influențează indicațiile voltmetrului deoarece nefiind parcursă de curent, nu prezintă nici cădere de tensiune.

Datorită proprietăților instrumentului de bază (v. § 5.8) voltmetrele electrostatice cu variația suprafeței armăturilor se construiesc ca aparate portabile pentru măsurarea tensiunilor continui și alternative de valori mari în domeniul 30 V—3 kV; ele se mai utilizează la măsurarea, în condiții de laborator, a unor tensiuni în circuite de putere redusă (datorită lipsei consumului), tensiuni de frecvență ridicată sau tensiuni alternative deformate. Extinderea domeniului de măsurare al voltmetrelor electrostatice se realizează cu condensatoare auxiliare sau divizoare de tensiune capacitive.

Pentru măsurarea unor tensiuni de valori mai mari (peste 5 kV) se construiesc voltmetre electrostatice cu variația distanței dintre armături, construcția acestora făcînd parte din tehnica tensiunilor înalte.

#### 17.1.6. VOLTMETRE CU REDRESOR

Pentru utilizarea voltmetrelor magnetoelectrice și în curent alternativ acestea se prevăd cu o schemă de redresare care îndeplinește funcția de convertor alternativ-continuu. Un voltmetru cu redresor este constituit dintr-un instrument magnetoelectric (μA, mA) conectat într-o schemă de redresare (de regulă bialternanță), în serie cu o rezistență adițională corespunzătoare tensiunii nominale (fig. 17.7).

*Tabelul 17.3*

**Instrumentul magnetoelectric conectat în scheme de redresare**

| Redresare | Scheme de redresare | Forma semnalului | Ecuația de funcționare |
|---|---|---|---|
| monoalternanță | $i_{red}$, $r_0$, mA, x), $r=r_0$, ~I, T; → sensul curentului în alternanța +; ← - - sensul curentului în alternanța − | $i$, $t$, $i_{red}$, $I_{med}$, $T$ | Valoarea instantanee a cuplului activ este $m_a = \psi_0 i$, dar deviația este determinată de valoarea medie $M_{med}$ a cuplului activ: $$\alpha = \frac{M_{med}}{D} = \frac{\psi_0}{D}\frac{1}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = \frac{1}{2} S_I I_{med}$$ sau în funcție de valoarea efectivă a curentului, de forma sinusoidală: $$\alpha = \frac{1}{2}\cdot\frac{S_I}{k_f} \quad I = \frac{1}{2}\cdot\frac{S_I}{1{,}11} I$$ $S_I = \frac{\psi_0}{D}$ — sensibilitatea la curent a instrumentului |
| bialternanță | ~I, mA; cu transformator T | $i$, $t$, $i_{red}$, $I_{med}$, $T$ | Deoarece în timpul unei perioade curentul trece prin instrument în același sens în ambele alternanțe: $$\alpha = \frac{\psi_0}{D}\cdot\frac{1}{T}\left[\int_0^{T/2} i\,dt + \int_{T/2}^{T} i\,dt\right] = S_I\frac{2}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = S_I I_{med}$$ sau, în funcție de valoarea efectivă a curentului de forma sinusoidală: $$\alpha = \frac{S_I}{k_f} I = \frac{S_I}{1{,}11} I$$ |

Instrumentul magnetoelectrice este parcurs de curentul redresat iar deviația sa este proporțională cu valoarea medie a curentului (tabelul 17.3). În cazul redresării bialternanței rezultă :

$$\alpha = S_I I_{med} = \frac{S_I}{R_v} U_{med} = S_U U_{med} = \frac{S_U}{k_f} U, \tag{17.7}$$

unde $R_v$ este rezistența voltmetrului — care include rezistența instrumentului ($r_0$), rezistența schemei de redresare $R_{red}$ și rezistența adițională $R_a$ ; $S_I$, $S_U$ — sensibilitatea la curent, respectiv tensiune, a instrumentului ; $U$ — valoarea efectivă a tensiunii ; $k_f$ factorul de formă. Deși voltmetrul cu redresor este sensibil la valoarea medie scara sa se gradează în valori efective ale unei tensiuni de formă sinusoidală pentru care $k_f = 1{,}11$, rezultind :

$$\alpha = \frac{S_U}{1{,}11} U. \tag{17.8}$$

Prin urmare voltmetrul cu redresor măsoară corect valoarea efectivă a tensiunii de formă sinusoidală ; în cazul unor tensiuni nesinusoidale valoarea indicată este afectată de o eroare cu atît mai mare cu cît tensiunea este mai deformată.

Indicațiile voltmetrului cu redresor pot fi afectate de erori de temperatură și de frecvență. Creșterea temperaturii provoacă scăderea rezistenței în sens direct a diodelor redresoare (cu 0,5—1,5%/°C) și totodată, creșterea rezistenței bobinei mobile a instrumentului (cu 0,4%/°C), cele două efecte compensîndu-se parțial. Pentru compensarea totală a erorii de temperatură, de regulă, o anume fracțiune $R_c$ din $R_a$ se confecționează din cupru (fig. 17.7). La creșterea frecvenței crește și reactanța bobinei mobile și curentul prin instrumentul de măsurare scade, ceea ce explică apariția erorii de frecvență. Această eroare se elimină cu ajutorul unui condensator $C$ conectat în paralel cu o fracțiune din rezistența adițională. La creșterea frecvenței impedanța porțiunii de circuit RC scade, compensînd astfel creșterea reactanței instrumentului.

În figura 17.7, *a* se prezintă schema unui voltmetru cu redresor cu o singură sensibilitate pentru măsurarea unor tensiuni relativ mici, rar utilizată de sine stătător.

În cazul măsurării tensiunilor mari (zeci, sute de volți) rezistența adițională poate atinge valori mari, apropiate ca ordin de mărime de rezistența inversă $R_i$ a diodelor, ceea ce poate duce la anularea proprietății de redresare. Din această cauză, la voltmetrele pentru tensiuni mari rezistența adițională $R_a$ este înseriată cu un șunt $R_s$ (fig. 17.7, *b*), la bornele căruia se conectează un voltmetru de mică tensiune, (0,8—2 V) astfel încît rezistența totală a acestuia să rămînă mult mai mică decît $R_i$ (să fie îndeplinită condiția de redresare). Totodată șuntul $R_s$ asigură și îndeplinirea condiției de scară unică pentru voltmetrul cu mai multe sensibilități. În acest caz, pentru a putea utiliza aceiași scară pentru toate tensiunile nominale ale voltmetrului trebuie ca, la schimbarea gamei de măsurare, respectiv la modificarea rezistenței adiționale $R_{ak}$ ($k = 1, 2...n$), curentul la cap de scară prin ramura de măsură (formată din instrument și schema de redresare), să rămînă neschimbat. Pentru aceasta este necesar să se mențină constantă rezistența exterioară, văzută de la bornele *a*, *b*, (fig. 17.7, *b*), respectiv rezistența formată din $R_s$ și $R_{ak}$ conectate în paralel (neglijind rezistența sursei de tensiune). Dacă este îndeplinită condiția $R_s \ll R_{ak}$ pentru toate domeniile, se poate considera

că rezistența exterioară rămîne constantă, egală cu $R_s$ pentru toate treptele $R_{ak}$ și deci este îndeplinită condiția de scară gradată unică.

În figura 17.7 se utilizează schema cu două diode redresoare care prezintă avantajul că folosește o singură diodă în conducție pentru fiecare alternanță (un singur element neliniar) ceea ce permite realizarea mai comodă a unei scări liniare. O altă schemă de redresare bialternanță utilizată în construcția voltmetrelor este cea cu transformator de tensiune (tab. 17.3).

De regulă, voltmetrele cu redresor nu se construiesc separat ci ca parte componentă a unor aparate multifuncționale (multimetre) cu mai multe sensibilități atît pentru tensiuni cît și pentru curenți (v. cap. 18).

### 17.1.7. VOLTMETRE TERMOELECTRICE

Elementul distinctiv al aparatelor termoelectrice, deci și al voltmetrelor din această categorie, este un termoelement, dispozitiv care îndeplinește funcția de convertor curent-tensiune continuă.

a. *Termoelementele* (fig. 17.8) sînt constituite dintr-un fir încălzitor prin care trece curentul de măsurat și un termocuplu cu sudura caldă plasată direct pe firul încălzitor (cu contact) sau fixată cu ajutorul unei bobițe de sticlă (diametru 0,1 mm) în imediata vecinătate a acestuia (fără contact). Firul încălzitor se execută dintr-un conductor de rezistivitate mare, punct de topire ridicat și coeficient mic de variație cu temperatura : constantan, cromnichel, wolfram, platin-iridiu ș.a. Termocuplul este constituit din fire de metale diferite sudate la un capăt : fier-constantan, platin-platin rhodiu ș.a. În scopul creșterii sensibilității (prin reducerea pierderilor de căldură), termoelementele pentru curenți mici se introduc într-un balon de sticlă vidat, asemănător tuburilor electronice.

La trecerea unui curent $I$ (continuu sau alternativ) prin firul încălzitor de rezistența $R$, căldura dezvoltată prin efect Joule-Lenz încălzește sudura termocuplului și între capetele reci ale acestuia apare o tensiune continuă, denumită tensiune termoelectromotoare (t.t.e.m.) $E_t$, proporțională cu diferența de temperatură $\Delta\theta$ dintre punctul de sudură încălzit și capetele reci. Deoarece încălzirea depinde de puterea disipată în firul încălzitor ($P = RI^2$) t.t.e.m. produsă de termoelement este :

$$E_t = k_1\Delta\theta = k_2RI^2 = KI^2. \qquad (17.9)$$

Prin urmare t.t.e.m. este proporțională cu pătratul curentului continuu sau cu pătratul valorii efective a curentului alternativ care trece prin încălzitor.

b. *Voltmetrele termoelectrice* sînt aparate constituite dintr-un milivoltmetru magnetoelectric (mV) conectat la bornele de ieșire ale unui termoelement (TE) al cărui fir încălzitor este înseriat cu o rezistență adițională $R_a$

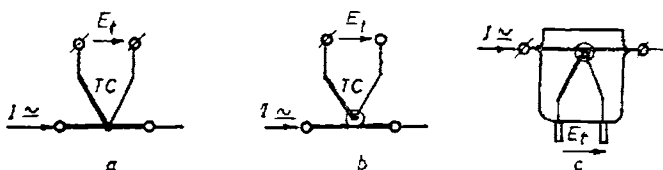



Fig. 17.8. Termoelemente :
*a* — cu contact ; *b* — fără contact ; *c* — cu vid.

corespunzătoare tensiunii nominale (fig. 17.9). La trecerea curentului continuu sau alternativ $I$ prin încălzitor t.t.e.m. continuă $E_t$ produsă de termocuplu dă naștere unui curent continuu $I_t$ care circulă prin instrumentul magnetoelectric :

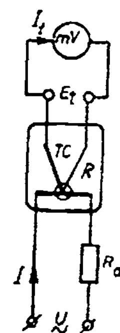


Fig. 17.9. Voltmetru termoelectric.

$$I_t = \frac{E_t}{r_0 + r_t} = \frac{K}{r_0 + r_t} I^2, \qquad (17.10)$$

unde $r_0$, $r_t$ — rezistența milivoltmetrului respectiv termocuplului.

În cazul voltmetrului, $I$ reprezintă curentul determinat de tensiunea de măsurat $U$ prin circuitul format din încălzitor ($R$) înseriat cu $R_a$. Drept urmare deviația instrumentului magnetoelectric rezultă :

$$\alpha = S_I I_t = S_I \cdot \frac{K}{r_0 + r_t} \cdot \frac{U^2}{R + R_a} = K_U U^2. \qquad (17.11)$$

Rezultă că deviația voltmetrului este proporțională cu pătratul tensiunii continue sau cu pătratul valorii efective a tensiunii alternative de măsurat.

Sensibilitatea milivoltmetrului magnetoelectric trebuie să corespundă t.t.e.m. produsă de termocuplu (de ordinul zecilor de mV), iar valoarea rezistenței sale interioare trebuie să fie apropiată de aceea a termocuplului pentru a asigura transferul maxim de putere de la termoelement la instrumentul de măsurare.

Voltmetrele termoelectrice măsoară valoarea efectivă a tensiunii alternative indiferent de forma semnalului într-un domeniu relativ larg de frecvențe (pînă la suta de kHz), acesta fiind limitat de dificultățile de realizare a unor rezistențe adiționale nereactive. Ele prezintă însă și o serie de neajunsuri printre care : precizie redusă (clasa 1,5 ; 2,5) ; consum propriu ridicat (rezistența de ordinul 1 000 Ω/V) ; capacitate de suprasarcină redusă (datorită fragilității încălzitorului). Sînt utilizate pentru măsurări de tensiuni la frecvențe relativ ridicate și pentru măsurarea corectă a valorilor efective în cazul tensiunilor nesinusoidale. Utilizarea lor este însă din ce în ce mai restrînsă datorită, în special, fragilității lor și acoperirii domeniului de tensiuni de către alte tipuri de voltmetre (electronice, digitale).

Prin prevederea lor cu un etaj de impedanță mare (repetor catodic de ex.) se obțin voltmetre electronice de valori efective caracterizate printr-o impedanță de intrare care atinge zeci de MΩ.

c. *Voltmetrele termoelectrice de transfer* se utilizează pentru măsurarea unor tensiuni alternative cu o precizie mai bună de 1% (fig. 17.10). Funcționarea lor se bazează pe detectarea egalității t.t.e.m. produse de două termoelemente identice, conectate în opoziție. Cele două termoelemente aparțin la două voltmetre ; la intrarea primului se aplică tensiunea alternativă U de măsurat, iar la intrarea celui de-al doilea o tensiune continuă stabilă furni-

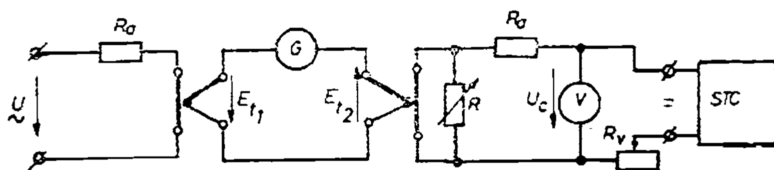


Fig. 17.10. Voltmetru termoelectric de transfer.

zată de sursa *STC*, reglabilă cu $R_v$. Pentru verificarea identității celor două termoelemente, înaintea măsurării, încălzitoarele lor se înseriază și eventuala diferență de sensibilitate se anulează prin reglarea rezistenței $R$. După verificare, reglînd tensiunea continuă cu $R_v$, se ajunge la echilibrul sesizat de galvanometrul de c.c. $G$, situație în care :

$$U = U_c. \tag{17.12}$$

Valoarea efectivă a tensiunii alternative $U$ este astfel citită direct pe voltmetrul etalon de c.c. $V$. Voltmetrul termoelectric de transfer poate fi construit și în varianta cu echilibrare automată (voltmetru electronic de transfer pentru valori efective).

#### 17.1.8. VOLTMETRE ELECTRONICE

**Voltmetre și milivoltmetre de curent continuu.** Un voltmetru electronic este constituit în esență dintr-un atenuator, un amplificator de curent continuu, un filtru trece-jos și un instrument magnetoelectric (fig. 17.11).

Atenuatorul (divizor rezistiv de tensiune) are rolul de a reduce tensiunea de măsurat într-un raport cunoscut, astfel ca tensiunea aplicată la intrarea amplificatorului să nu depășească o valoare impusă (de exemplu 0,5 V).

Amplificatorul utilizat are o amplificare mică (ajungînd chiar la 1), însă permite realizarea unei rezistențe de intrare foarte mare. Amplificatorul este realizat cu elemente discrete (tuburi sau tranzistoare) sau cu circuite integrate. Rezultate bune s-au obținut, în ceea ce privește rezistența de intrare, prin utilizarea tuburilor electrometrice, a tranzistoarelor cu efect de cîmp sau a amplificatoarelor diferențiale integrate prevăzute la intrare cu astfel de tranzistoare.

Rolul filtrului trece-jos este de a elimina eventualele componente alternative suprapuse peste tensiunea continuă de măsurat.

Milivoltmetrul electronic de curent continuu se deosebește de voltmetrul descris mai sus numai prin construcția amplificatorului. Acesta trebuie să aibă o amplificare mai mare, foarte stabilă și în același timp distorsiuni reduse. Pentru obținerea acestor caracteristici, se utilizează amplificatoare cu o puternică reacție negativă.

Un procedeu des utilizat pentru amplificarea tensiunilor mici constă în convertirea tensiunii continue de măsurat într-o tensiune alternativă, care apoi se amplifică și se redresează, ceea ce se realizează cu ajutorul amplificatoarelor cu modulare-demodulare. Avantajul acestui procedeu constă în faptul că amplificatoarele de curent alternativ au caracteristici net superioare celor de curent continuu, atît în ceea ce privește stabilitatea, cît și deriva nulului.

Schema de principiu a unui microvoltmetru electronic de curent continuu cu modulare-demodulare este dată în figura 17.12. Tensiunea de măsurat $U_1$ este filtrată de grupul $R_1C_1$ și aplicată modulatorului, alcătuit din comutatorul $K_1$ și tranrformatorul $T_1$. Comutatorul $K_1$ transmite succesiv tensiu-

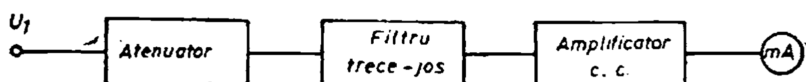



**Fig. 17.11. Schema de principiu a unui voltmetru electronic de c.c.**

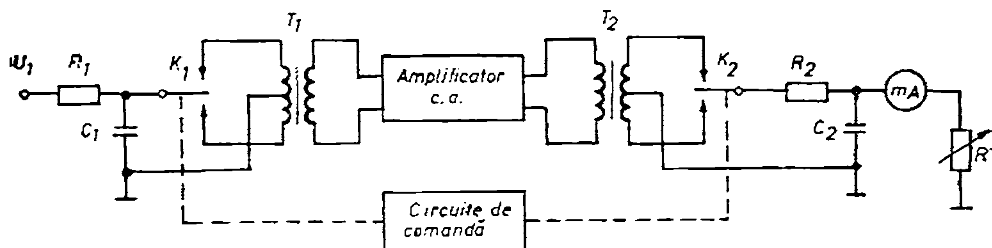



Fig. 17.12. Schema de principiu a unui microvoltmetru de c.c. cu modulare-demodulare.

nea $U_1$ cu polarităţi contrare pe cele două jumătăţi ale primarului transformatorului $T_1$. Semnalul alternativ dreptunghiular care rezultă în secundarul lui $T_1$ este amplificat şi convertit într-o tensiune continuă cu ajutorul demodulatorului format din transformatorul $T_2$ şi comutatorul $K_2$. Modulatorul şi demodulatorul funcţionează sincron, fiind comandate de aceeaşi sursă, cu o frecvenţă $f_c$. Tensiunea continuă astfel amplificată este filtrată cu ajutorul grupului $R_2C_2$ şi măsurată cu ajutorul instrumentului magnetoelectric cu reperul zero la mijlocul scării.

Din punct de vedere constructiv, modulatoarele şi demodulatoarele pot fi electromecanice sau electronice. Modulatoarele electromecanice sînt realizate cu vibratoare şi se caracterizează printr-o frecvenţă de comutare redusă (50—400 Hz), însă pot funcţiona cu semnale foarte mici (μV şi pA). Acestea, într-o construcţie specială (contacte aurite, ecranate electromagnetic), sînt considerate în prezent superioare faţă de cele electronice. Modulatoarele electronice sînt de diverse tipuri : cu tranzistoare bipolare (soluţie economică pentru sensibilităţi de mV şi nA), cu tranzistoare cu efect de cîmp, cu fotorezistenţe, fotodiode, fototranzistoare. Ele se caracterizează prin fiabilitate ridicată, frecvenţe de comutare mari (>500 Hz), simplitate a schemei şi cost redus.

Cele mai sensibile aparate cu amplificator cu modulare-demodulare sînt nanovoltmetrele, cu intervalul de măsurare între 0 şi 10 nV.

**Voltmetre şi milivoltmetre de curent alternativ.** În majoritatea cazurilor, voltmetrele de curent alternativ se compun dintr-un voltmetru de curent continuu, care furnizează la ieşire o tensiune continuă egală sau proporţională cu valoarea de vîrf, valoarea medie sau valoarea efectivă a tensiunii alternative de la intrare.

**Voltmetrul de valori de vîrf** numit şi voltmetru cu diode, are schema de principiu reprezentată în figura 17.13. Tensiunea alternativă de măsurat $u_1$ este convertită într-o tensiune continuă $U_2$, practic egală cu valoarea de vîrf a tensiunii $U_1$. Această tensiune continuă este măsurată cu ajutorul unui voltmetru electronic de curent continuu, alcătuit dintr-un atenuator, un amplificator şi un miliampermetru magnetoelectric.

Operaţia de redresare de vîrf a tensiunii alternative, denumită şi detecţie, este realizată în convertoarele prezentate în § 10.3.2.

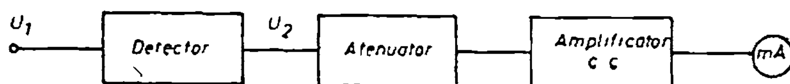



Fig. 17.13. Schema de principiu a unui voltmetru de valori de vîrf.

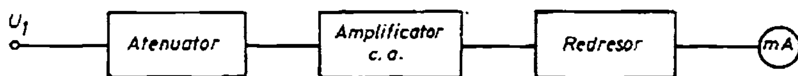



**Fig. 17.14.** Schema de principiu a unui voltmetru de valori medii.

Voltmetrele de valori de vîrf cu detecţie prin diode permit măsurări într-un domeniu foarte larg de frecvenţă. Pentru a reduce influenţa capacităţii parazite a conductoarelor de legătură, circuitul detector se introduce, în general, într-o sondă care poate fi mult apropiată de punctul unde se face măsurarea. Cablul de legătură dintre sondă şi voltmetrul de curent continuu nu introduce perturbaţii, întrucît este parcurs de curent continuu. Cu sonde de măsurare obişnuite, care au o capacitate de intrare de 1—2 pF, precizia de măsurare este de 1—2% în domeniul de frecvenţe 20 Hz—100 MHz şi 5—10% pînă la 1 GHz. Dacă se utilizează sonde în execuţie coaxială, influenţa diodei asupra circuitului de măsurare fiind minimă, măsurarea tensiunii este posibilă pînă la 40 GHz.

**Voltmetrul de valori medii**, numit şi voltmetru cu amplificator are schema de principiu reprezentată în figura 17.14.

Redresorul este de obicei o punte de redresare cu diode semiconductoare. Amplificatorul utilizat trebuie să fie de bandă largă (10 Hz—20 MHz), cu o amplificare foarte stabilă, ceea ce se obţine cu o puternică reacţie negativă de curent. Valoarea minimă a tensiunii care poate fi măsurată cu acest tip de voltmetru este limitată de zgomotul amplificatorului la circa 1 mV.

În prezent se folosesc în voltmetrele electronice şi convertoare de c.a.—c.c. de valori medii cu amplificator operaţional (v.§10.3.1 şi fig. 10.8). Acestea se construiesc de obicei pentru frecvenţe între 10 Hz şi 100 kHz ; în execuţii speciale (cu diode rapide pentru înaltă frecvenţă şi cu amplificatoare operaţionale de calitate) funcţionează corect pînă la 10 MHz.

**Voltmetrul de valori efective** se realizează cu trei tipuri de convertoare c.a.-c.c. : termoelectrice, cu detectoare pătratice, cu calcul analogic.

În figura 17.15 este reprezentată schema de principiu a unui voltmetru de valori efective cu cel mai simplu convertor termoelectric. Tensiunea alternativă de măsurat se aplică, printr-un atenuator, la bornele de intrare ale unui amplificator ; tensiunea de ieşire a acestuia alimentează firul încălzitor al unui termoelement. Tensiunea continuă produsă de termoelement este proporţională cu pătratul valorii efective a tensiunii de măsurat.

Aceste voltmetre se deosebesc de cele termoelectrice (fig. 17.9) prin prezenţa amplificatorului care asigură o impedanţă mare la intrare, de ordinul megohmilor şi un interval de măsurare de la cîţiva mV la sute de volţi. Precizia lor este de circa 3%.

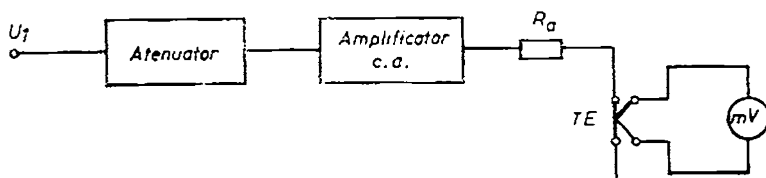
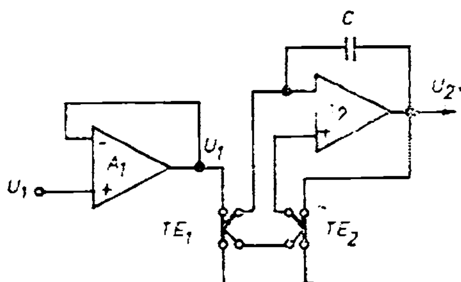



**Fig. 17.15.** Schema de principiu a unui voltmetru de valori efective cu convertor termoelectric.

**Fig. 17.16.** Schema de principiu a unui voltmetru de valori efective cu convertor termoelectric diferențial.




Voltmetrele de construcție recentă sînt prevăzute cu convertoare termoelectrice diferențiale. Schema de principiu a unui astfel de convertor, cu două termoelemente montate diferențial este reprezentată în figura 17.16. Termoelementul $TE_1$ este încălzit de un curent proporțional cu tensiunea de măsurat, iar prin $TE_2$ trece curentul generat de un amplificator diferențial $A_2$, la a cărui intrare se aplică semnalul de ieșire al termoelementelor. Presupunînd că cele două termoelemente sînt identice și bine izolate termic între ele, curenții de încălzire trebuie să fie egali ($I_1 = I_2$), de unde :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} U_1. \tag{17.13}$$

Dacă rezistențele firelor încălzitoare sînt egale, adică $R_1 = R_2$, tensiunea de ieșire $U_2$ este egală cu valoarea efectivă a tensiunii de intrare $U_1$, oricare ar fi frecvența și forma ei. Amplificatorul $A_1$ asigură separarea intrării și o impedanță de intrare mare.

Voltmetrele de valori efective cu detector pătratic au schema de principiu reprezentată în figura 17.17.

Detectorul pătratic are o caracteristică de răspuns parabolică, adică de forma :

$$u_2 = ku_1^2, \tag{17.14}$$

aproximată, de regulă, prin segmente de dreaptă.

Drept detectoare pătratice se utilizează scheme cu diode polarizate diferit sau cu diode Zener cu tensiuni de deschidere diferite.

În timpul alternanței negative toate diodele sînt blocate. Pentru ca detectorul să funcționeze în timpul ambelor alternanțe, este necesar ca alternanța negativă să fie în prealabil redresată, de exemplu cu o punte de redresare.

Deviația voltmetrului magnetoelectric este proporțională cu valoarea medie a tensiunii de la ieșire ; ca urmare, indicația este proporțională cu pătratul valorii efective a tensiunii măsurate :

$$\alpha = K \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u_2 dt = K' \frac{1}{T} \int_t^{t+T} u_1^2 dt = K' U_1^2. \tag{17.15}$$

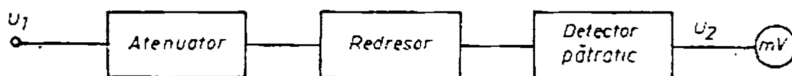



**Fig. 17.17.** Schema de principiu a unui voltmetru de valori efective cu detector pătratic.

În ultimul timp s-au realizat voltmetre care utilizează metode electronice de calcul analogic în scopul determinării valorii efective a tensiunii de măsurat prin ridicare la pătrat, mediere și extragere a rădăcinii pătrate. Aceste operații aritmetice pot fi implementate relativ simplu utilizînd amplificatoare operaționale și multiplicatoare electronice integrate.

Tipurile obișnuite de circuite integrate construite pe principiul calculului analogic au o precizie de 0,5—1%, la frecvențe pînă la 100 kHz. Au un timp de răspuns mic și nu prezintă probleme de încălzire. Pot fi calibrate în curent continuu, ca și convertoarele termoelectrice.

## 17.2. VOLTMETRE DIGITALE

Voltmetrele digitale prin apariția lor au revoluționat tehnica măsurării electrice prin două aspecte esențiale :

— au devenit posibile măsurările de mare precizie, accesibile cercului larg de utilizatori, precizii ce mai înainte se puteau obține numai cu mijloace de măsurare analogice complexe (compensatoare de c.c., voltmetre diferențiale) ;

— forma digitală a informației de măsurare a ușurat transmisia, stocarea și procesarea datelor, fiind posibilă introducerea calculatoarelor de proces și a microprocesoarelor în instalațiile automatizate.

### 17.2.1. CARACTERISTICILE VOLTMETRELOR DIGITALE

Toate voltmetrele și multimetrele digitale au la bază voltmetre digitale de tensiune continuă, celelalte funcții fiind realizate prin atașarea de convertoare adecvate.

Schema funcțională generală a voltmetrelor digitale de tensiune continuă (fig. 17.18) cuprinde blocul de intrare *BI*, convertorul analog-digital *A/D*, registrul *RG*, unitatea de afișare zecimală *UAZ* (cuprinde decodificatorul și afișajul) și un bloc de comandă, care coordonează funcționarea întregului aparat (la aparate complexe comanda este preluată de microprocesor).

Blocul de intrare conține un amplificator cu rezistență de intrare mare, divizor de tensiune pentru gamele de măsurare și dispozitive suplimentare (filtre, comutator automat de game ș.a). Gamele de măsurare ale voltmetrelor digitale se realizează în rapoartele 1 : 10 : 100 : 1 000 etc. (de exemplu 0,1 V, 1 V, 10 V, 100 V, 1 000 V). De regulă se prevede o depășire a limitei

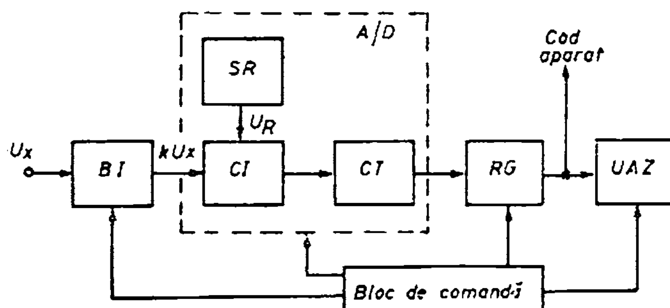



**Fig. 17.18.** Schema funcțională generală a voltmetrului digital de tensiune continuă.

superioare cu 10%, 20%, 50% sau 100%, numărul maxim afişat pe fiecare gamă fiind de forma 10 999, 11 999, 14 999 şi 19 999. Rezultă că afişajul se face de obicei cu $n$ 1/2 cifre, adică cu $n$ decade complete şi o decadă incompletă (numai cifra 1).

Dacă convertorul $A/D$ este indirect, acesta cuprinde convertorul cu integrare $CI$, numărătorul $CT$ şi sursa de referinţă $SR$. Această structură este cea mai răspîndită, căci convertoarele $A/D$ directe sînt folosite mai ales în sisteme de măsurare şi control automate, care nu formează voltmetre propriu-zise.

Principalele caracteristici ale voltmetrelor digitale sînt precizia, rezoluţia, rejecţia perturbaţiilor, viteza de măsurare.

Precizia depinde în cea mai mare măsură de convertorul $A/D$. Precizia convertorului impune şi numărul minim de cifre ale afişajului. Eroarea de numărare sau de conversie este de $\pm 1$ cifră a celei mai puţin semnificative decade, deci eroarea relativă de numărare este $\pm 100/N$ (%) ; aceasta trebuie să fie cu cel puţin un ordin de mărime mai mică decît eroarea convertorului $A/D$. De exemplu dacă convertorul $A/D$ are eroarea de $\varepsilon_c = 0{,}01\%$, numărul decadelor afişajului trebuie să fie

$$n_{dec} \geqslant \lg \frac{100}{\varepsilon_c} = 4,$$

deci afişarea se va face cu cel puţin 4 1/2 cifre.

Eroarea limită de măsurare pentru voltmetrele digitale se exprimă de regulă sub forma indicată în tabelul 3.1.

Rezoluţia reprezintă cea mai mică variaţie a tensiunii de intrare, care provoacă modificarea cu o cifră a celei mai puţin semnificative decade. Valoric rezoluţia este egală cu cuanta : $r = q$.

În privinţa rejecţiei perturbaţiilor serie, la convertoarele $A/D$ (cap. 12) s-a tratat deja această problemă, de unde rezultă că voltmetrele digitale integratoare sînt avantajoase din acest punct de vedere, raportul $NMRR$ fiind de 50—110 dB. Se poate îmbunătăţi raportul de rejecţie a perturbaţiilor serie şi la voltmetrele cu convertoare $A/D$ neintegratoare, prin plasarea la intrarea aparatului de filtre trece-jos, măsură care atrage după sine micşorarea considerabilă a vitezei de măsurare.

Viteza de măsurare este inversa duratei ciclului de măsurare, care cuprinde timpul de conversie şi timpul de restabilire a circuitelor componente. Viteza de măsurare este de obicei de 1—20 măsurări pe secundă.

### 17.2.2. TIPURI DE VOLTMETRE DIGITALE

Convertorul $A/D$ utilizat determină tipul voltmetrului. Există voltmetre cu convertoare $A/D$ directe cu aproximări succesive, cu viteză de conversie ridicată (pînă la 1 000) şi precizii suficient de ridicate (pînă la 0,01% $\pm$ 1 digit). Rejecţia perturbaţiilor serie este slabă. Voltmetrele integratoare cu convertoare $A/D$ tensiune-frecvenţă se întîlnesc fie ca aparate de sine stătătoare (cele mai bune precizii de 0,01% $\pm$ 1 digit), fie ca sertare interschimbabile, ataşate numărătoarelor digitale universale. Viteza de măsurare este redusă, de cel mult 0,5—5 măsurări pe secundă.

Cele mai răspîndite sînt voltmetrele digitale cu convertor $A/D$ cu dublă integrare, deoarece întruneşte cele mai multe calităţi pentru măsurări curente : precizii mari (0,01—0,02% cu afişaj 4 1/2 cifre, 0,1% cu afişaj 3 1/2 cifre,

cele mai precise aparate atingînd chiar 0,001%), viteze de măsurare convenabile (5—20 măsurări pe secundă), factor *NMRR* foarte bun (90—110 dB).

Voltmetrele digitale cu convertor *A/D* hibrid sînt mai puțin răspîndite, ele avînd precizii deosebit de mari (ordinul a 0,001%), precizii comparabile cu metodele de compensație clasice.

Prin atașarea unor convertoare de prelucrare tensiune-alternativă-tensiune continuă (de valori medii, de vîrf și efective) aria de utilizare a voltmetrelor digitale se extinde și asupra măsurării tensiunii alternative. Voltmetrele digitale de tensiune alternativă au de regulă precizia cu un ordin de mărime mai mică, decît a aparatului de bază.

Voltmetrele digitale moderne se prevăd cu o serie de automatizări privind operațiile de calibrare, compensarea unor erori, alegerea gamei optime de măsurare, indicarea polarității.

*a)* Voltmetrele digitale cu convertor *A/D* neintegrator utilizînd cod binar bipolar, prin decodificare permit *detectarea semnului*. Codurile *BCD* nu conțin și o poziție binară pentru semn, motiv pentru care trebuie prevăzute detectoare speciale de polaritate.

La voltmetrele digitale integratoare polaritatea tensiunii se detectează cel mai ușor după integrator, la sfîrșitul primului interval de integrare. Întrucît acest interval este impus printr-un număr de impulsuri fixe ale generatorului de tact, impulsul de transfer al numărătorului respectiv comandă testarea polarității.

*b)* În fiecare ciclu de măsurare al voltmetrelor digitale de precizie se intercalează o secvență de *autocalibrare* prin comparare cu referințele interne ale aparatului. Dintre erorile sistematice care afectează aparatele de măsurat digitale erorile de zero și de proporționalitate se pot compensa relativ ușor.

Corecția automată a erorii de zero (*autozero*) se face scurtcircuitînd intrarea voltmetrului, tensiunea reziduală memorîndu-se analogic sau digital. În etapa de măsurare a tensiunii, se măsoară diferența dintre tensiunea de intrare și valoarea reținută în memoria aparatului.

Corectarea automată a erorii de proporționalitate se face prin introducerea în ciclul de măsurare a unei secvențe în care voltmetrul își măsoară propria tensiune de referință $U_R$. Codul numeric corespunzător tensiunii $U_R$ este o constantă a aparatului. Comparînd acest număr cu rezultatul măsurării tensiunii de referință, diferența dintre ele va servi la corectarea măsurării tensiunii necunoscute. Corectarea se poate face convertind diferența de proporționalitate în tensiune continuă cu care, de exemplu, se modifică panta de integrare a integratorului, sau corectarea se face direct în codul digital.

*c)* Sistemul de *selecție automată a gamelor* de măsurare (selector de game) asigură efectuarea măsurării cu rezoluție optimă. De exemplu la un voltmetru cu afișaj de 3 1/2 cifre tensiunea de 13,25 V poate fi afișată ca 0013, 013.2 sau 13.25, dintre care ultima are rezoluția optimă. Dacă valoarea măsurată depășește capacitatea afișajului de 1 999, se trece pe o gamă superioară, iar la scăderea valorii sub 0200 se trece pe o gamă inferioară. Selectarea automată a gamelor se face astfel încît fiecare gamă va rămîne neschimbată (la afișajul cu 3 1/2 cifre) în limitele 0180—1999. Selectorul de game acționează asupra unor microrelee, ale căror contacte cuplează intrarea aparatului la diferite trepte de atenuare.

## 17.3. MĂSURAREA TENSIUNILOR CU AJUTORUL COMPENSATOARELOR

Compensatoarele de c.c. permit măsurarea tensiunilor cu foarte mare precizie (0,0001%), începînd de la valori foarte mici, pînă la limita de 1 —2 V a compensatoarelor obişnuite.

Alegerea tipului cel mai potrivit de compensator trebuie făcută în funcţie de valoarea tensiunii de măsurat, de rezistenţa internă a sursei tensiunii de măsurat şi de precizia necesară. În cazul unor tensiuni mici (pînă la zeci de mV) sînt avantajoase compensatoarele speciale pentru tensiuni mici, cu tensiuni termoelectromotoare proprii reduse. Compensatoarele de rezistenţă mare, cum sînt cele cu decade duble, sînt nepotrivite pentru măsurarea tensiunilor mici.

Prezintă importanţă şi alegerea corespunzătoare a indicatorului de nul. Dacă se folosesc galvanometre magnetoelectrice, ele trebuie astfel alese încît rezistenţa lor critică exterioară să fie de ordinul 100—500 Ω în cazul compensatoarelor de rezistenţă mică şi 1—10 kΩ la compensatoarele de rezistenţă mare. În toate cazurile este necesară protejarea galvanometrului prin rezistoare de protecţie, în prima etapă a echilibrării (reglajul brut). Mai avantajoase sînt indicatoarele de nul electronice, potrivite pentru orice tip de compensator, robuste şi protejate împotriva suprasarcinilor.

Compensatoarele de c.c pot măsura direct, după cum s-a arătat, tensiuni pînă la 1—2 V. Pentru măsurarea tensiunilor mai mari se utilizează divizoare de tensiune rezistive (v. § 15.1), cu rapoartele de divizare 1 :10 ; 1 : 100 ; 1 : 1 000. În acest caz măsurarea tensiunii se face cu un consum de curent, iar la calculul erorilor de măsurare se ţine cont şi de eroarea de raport a divizorului de tensiune.

Tensiunile alternative de frecvenţă industrială 50 Hz se pot măsura, în amplitudine şi fază, cu compensatoare de c.a. Limita superioară de măsurare a acestora este de ordinul volţilor sau zecilor de volţi, iar precizia măsurării 0,5—0,2% (utilizînd comparatoare cu termoelement erorile se pot reduce la 0,02%). Se construiesc compensatoare şi pentru intervale mai largi de frecvenţă.

# 18
# MĂSURAREA INTENSITĂȚII CURENTULUI ELECTRIC

## 18.1. APARATE ANALOGICE PENTRU MĂSURAREA CURENTULUI ELECTRIC

Măsurarea curentului electric $I$ necesită, în general, întreruperea circuitului și introducerea unui aparat de tip ampermetru $A$, de rezistență $r_A$, în circuitul parcurs de curent (fig. 18.1). Ca urmare curentul măsurat $I_m$ va fi mai mic decît curentul $I$ care circulă în lipsa aparatului, cei doi curenți exprimîndu-se prin relațiile evidente:

$$I = \frac{U_0}{R_G + R_r} = \frac{U_0}{R_t} \quad (18.1); \qquad I_m = \frac{U_0}{R_t + r_A}, \quad (18.2)$$

unde $U_0$ este tensiunea de funcționare la gol ($I = 0$) a circuitului privit de la bornele $A$, $B$, $R_G$ — rezistența circuitului pasivizat privit de la aceleași borne; $R_r$ — rezistența ramurii parcurse de curentul $I$; $R_t$ — rezistența totală a circuitului. Introducerea aparatului în circuit determină o eroare:

$$\varepsilon_I = \frac{I_m - I}{I} = -\frac{r_A}{r_A + R_t} \cong -\frac{r_A}{R_t}. \quad (18.3)$$

Pentru ca această eroare să fie neglijabilă rezistența aparatului de măsurare (ampermetru, traductor de curent) trebuie să fie mult mai mică decît rezistența totală a circuitului.

Măsurarea directă a curentului electric se face cu ajutorul aparatelor indicatoare (ampermetre) a căror denumire este legată de principiul constructiv.

### 18.1.1. AMPERMETRE MAGNETOELECTRICE

Aceste aparate conțin în schema de măsurare un instrument magnetoelectric și sînt utilizate numai în curent continuu. După intervalul de măsurare pot fi: micro și miliampermetre pentru curenți continui relativ mici de ordinul 10 μA — 100 mA, și ampermetre pentru curenți continui în domeniul 0,1 A — 10 A.

**Micro (mili) ampermetrele** sînt constituite dintr-un instrument magnetoelectric (§ 5.2.1) conectat în serie în circuit astfel încît bobina mobilă

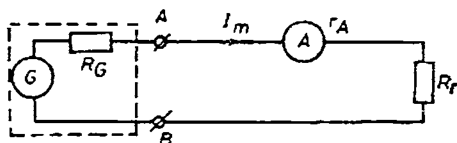



**Fig. 18.1.** Efectul introducerii ampermetrului în circuitul de măsurare.

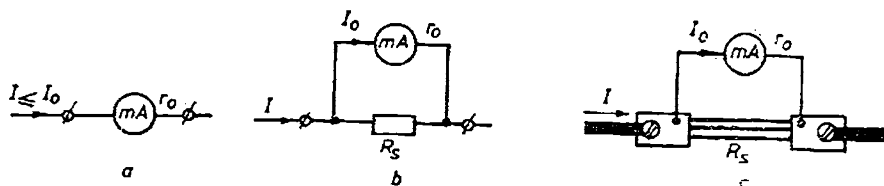



**Fig. 18.2.** Scheme de ampermetre magnetoelectrice :
*a* — miliampermetru ; *b* — ampermetru ; *c* — ampermetru cu șunt pentru curenți mari.

și implicit resorturile spirale — sînt parcurse de întreg curentul de măsurat (fig. 18.2, *a*). Bobina mobilă a micro (mili) ampermetrelor este plasată pe un cadru-suport din aluminiu care constituie o spiră în scurtcircuit și servește la crearea cuplului de amortizare prin intermediul curenților induși în cadru la mișcarea dispozitivului mobil. Rezistența cadrului este dimensionată astfel încît să realizeze un grad de amortizare $\beta = 0{,}6 \div 0{,}8$ care asigură un timp de răspuns scurt al aparatului, indiferent de rezistența circuitului exterior. Microampermetrele pot fi cu suspensie pe benzi tensionate sau cu pivoți și paliere, prevăzute cu indicator optic sau ac indicator. Curentul nominal al microampermetrelor este de ordinul 10—300 µA în timp ce limita superioară a curentului nominal pentru miliampermetre nu depășește 20—30 mA deoarece un curent mai mare determină o încălzire a resorturilor spirale peste limita admisibilă însoțită de o modificare ireversibilă a constantei elastice.

**Ampermetrele magnetoelectrice** sînt constituite, în principiu, dintr-un micro — sau miliampermetru conectat la bornele unui șunt (fig. 18.2. *b*). Rezistența șuntului se alege astfel încît prin șunt să treacă cea mai mare parte a curentului de măsurat $I$, iar prin miliampermetru numai o fracțiune egală cu curentul nominal $I_0$ al acestuia. Dacă ampermetrul trebuie să măsoare un curent $I = nI_0$, din relația $R_s(I - I_0) = r_0 I_0$, rezultă rezistența șuntului :

$$R_s = \frac{r_0}{n-1}, \tag{18.4}$$

unde $n = I/I_0$ este coeficientul de multiplicare al șuntului.

a. *Șunturile* se construiesc, funcție de curentul nominal, din fire, benzi sau bare de manganină, material cu rezistivitate mare și coeficient de temperatură neglijabil (de peste 100 ori mai mic decît al cuprului). Ampermetrele se construiesc cu șunturi interioare pentru curenți de la 0,1 A la cîteva zeci de A și cu șunturi exterioare (condiții bune de răcire) pentru curenți mari, pînă la 10 KA. Șunturile exterioare sînt caracterizate prin curentul nominal și căderea de tensiune nominală ceea ce permite utilizarea șuntului cu orice miliampermetru care posedă o cădere de tensiune proprie egală cu aceea înscrisă pe șunt (v. § 18.2.1).

b. *Erori de temperatură și compensarea lor.* La variația temperaturii rezistența șuntului (din manganină) rămîne practic neschimbată în timp ce rezistența bobinei mobile (din cupru) variază cu 0,4%/°C, modificînd substanțial curentul $I_0$, deci și indicația aparatului[1]. Pentru reducerea erorii de temperatură este necesară introducerea unor elemente de compensare.

[1] Aparatele fără șunt (µA, mA) nu sînt afectate de erori de temperatură, deoarece, în general, rezistența bobinei mobile este mult mai mică decît rezistența totală a circuitului în care este conectat.

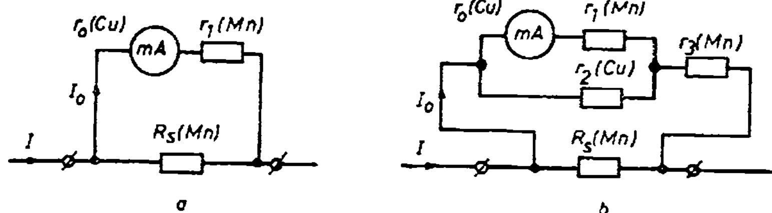



**Fig. 18.3. Scheme de compensare a erorilor de temperatură la ampermetre magnetoelectrice :**
*a* — pentru aparate tehnice ; *b* — pentru aparate de precizie.

În cazul ampermetrelor de precizie redusă (clasa 1...2,5) eroarea se reduce prin conectarea în serie cu bobina mobilă a unei rezistențe de manganină $r_1$ avînd valoarea $r_1 = (1 - 5)r_0$ (fig. 18.3, *a*). Astfel rezistența totală $r_0 + r_1$ variază mai puțin cu temperatura și eroarea se micșorează în mod corespunzător. Nu se poate adopta o rezistență de compensare $r_1$ de valoare prea mare deoarece aceasta ar fi însoțită de creșterea rezistenței șuntului care se calculează cu relația corespunzătoare :

$$R_s' = \frac{r_0 + r_1}{n - 1}. \tag{18.5}$$

Pentru ampermetrele de precizie mare (clasa 0,2 ; 0,5) schema precedentă nu mai poate fi utilizată deoarece ar necesita valori exagerat de mari pentru $r_1$. În acest caz se folosește schema din figura 18.3, *b* în care rezistențele $r_1$ și $r_3$ sînt din manganină și $r_2$ din cupru. Dacă rezistențele îndeplinesc condiția $r_1 r_3 = r_2 r_0$ se obține o compensare totală a erorii de temperatură. De regulă se adoptă $r_1 = r_0$ și $r_2 = r_3 = 2r_0$. Efectul de compensare se explică astfel : la creșterea temperaturii cresc rezistențele din cupru ($r_0$ și $r_2$) de pe ambele ramuri și curentul $I_1$ din ramura comună scade, dar $I_0$ se menține constant datorită faptului că $r_2$ (Cu) crește, în mod corespunzător, mai mult decît $r_0 + r_1$.

Ampermetrele portabile se construiesc, de regulă, cu mai multe game de măsurare utilizînd un șunt multiplu (fig. 18.4). În această schemă instrumentul rămîne închis permanent pe aceeași rezistență, indiferent de gama de măsurare. În serie cu mA se află rezistența de compensare $r_c$.

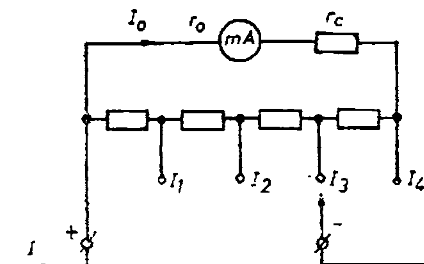



**Fig. 18.4. Schema ampermetrului cu șunt multiplu.**

### 18.1.2. AMPERMETRE FEROMAGNETICE

Sînt cele mai robuste și mai răspîndite ampermetre de curent alternativ de frecvență industrială. Conform cu (5.26) deviația dispozitivului mobil depinde de numărul de amperspire al bobinei fixe. Aceasta permite construcția de ampermetre feromagnetice pentru o gamă largă de curenți nominali care diferă numai

prin dimensionarea bobinei fixe, în rest păstrînd aceleași elemente constructive. Numărul de spire și secțiunea conductorului bobinei se aleg funcție de curentul nominal al ampermetrului pentru un același număr de amperspire (200, 300 Asp la aparatele cu suspensie pe paliere și 50, 60 spire la cele cu suspensie pe benzi). Drept urmare, pe măsură ce curentul nominal al aparatului este mai mare bobina acestuia are un număr de spire mai mic din conductor de secțiune mai mare (corespunzătoare curentului nominal). Spre exemplu, dacă se consideră $(NI)_{max} = 200$ Asp, bobina unui ampermetru pentru $I_n = 1$A va avea 200 spire în timp ce aceea a unui ampermetru pentru $I_n = 100$ A va avea doar 2 spire de secțiune corespunzătoare.

Ampermetrele de tablou (clasa 1,5 ; 2,5) se construiesc pentru un singur interval de măsurare și se etalonează, de regulă, numai în curent alternativ, avînd indicat pe cadran simbolul corespunzător ; ele pot fi utilizate și în curent continuu dar în acest caz funcționarea lor va fi afectată de erori superioare indicelui de clasă datorită histerezisului plăcuțelor feromagnetice (v. § 5.4).

Ampermetrele de laborator (portabile) se construiesc, de regulă, cu mai multe game de măsurare. În acest scop bobina fixă se execută fie din 2—4 secțiuni cu același număr de spire, fie cu prize corespunzătoare unor secțiuni cu număr diferit de spire, schimbarea gamei făcîndu-se în primul caz, prin gruparea în serie și paralel a secțiunilor, iar în cel de-al doilea, prin comutarea prizei corespunzătoare curentului nominal (fig. 18.5). La aceste ampermetre plăcuțele feromagnetice sînt confecționate din material de calitate, cu histerezis neglijabil, ceea ce permite realizarea de aparate cu precizie ridicată (clasa 0,2 ; 0,5 ; 1) ce pot fi utilizate cu aceeași precizie atît în c.a. cît și în c.c.

Ampermetrele feromagnetice nu necesită compensarea erorilor de temperatură deoarece sînt parcurse direct de curentul de măsurat a cărui valoare depinde de impedanța utilizării, mult mai mare decît aceea a ampermetrului.

Se construiesc miliampermetre pentru curenți de ordinul 10—600 mA și ampermetre pentru 1—100 A (în mod excepțional și pentru 200—300 A). Intervalul de frecvență este 45—60 Hz pentru aparatele de tablou și 20—500 Hz pentru cele de laborator. Consumul lor este ridicat, de ordinul 1—7 VA funcție de intervalul de măsurare.

Pentru măsurarea curenților alternativi de mare intensitate din instalațiile energetice se utilizează transformatoare de măsură de curent asociate cu ampermetre feromagnetice de tablou avînd $I_n = 5$ A sau 1 A (standardizat) ; scara acestor ampermetre este gradată în valori ale curentului primar permițînd astfel citirea directă a curentului de mare intensitate.

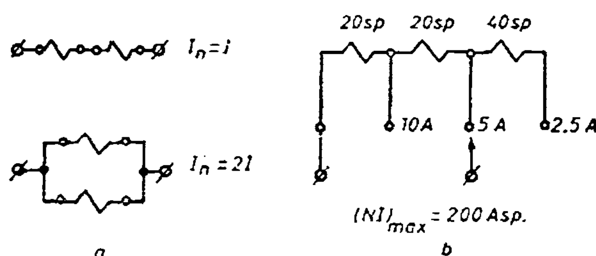



**Fig. 18.5. Extinderea intervalului de măsurare la ampermetre feromagnetice :**
*a* — prin comutarea secțiunilor ; *b* — prin selectarea prizei.

### 18.1.3. AMPERMETRE ELECTRODINAMICE

Pentru construcţia acestor ampermetre se utilizează un instrument electromagnetic cu cîmp uniform axial (§.5.5.1.) care permite realizarea unei scări convenabile. Dimensionarea bobinelor şi schema lor de conectare diferă funcţie de curentul nominal al aparatului.

**Ampermetrele cu schema serie** (fig. 18.6, *a*) se construiesc pentru curenţi nominali de valoare redusă, sub 0,5 A. Ele au bobinele fixe şi mobile conectate în serie astfel încît atît bobinele, cît şi resorturile spirale, sînt parcurse de întreg curentul de măsurat $I = I_1 = I_2$. Conform cu (5.37) ecuaţia de funcţionare devine:

$$\alpha = K\, I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha), \tag{18.6}$$

deoarece în c.a $\cos(\widehat{I_1, I_2}) = 1$. Ampermetrul funcţionează în c.c. şi c.a. etalonarea făcîndu-se cu mare precizie în c.c. Deşi deviaţia aparatului depinde de pătratul curentului $I$, prin alegerea unghiului poziţiei iniţiale a bobinei mobile $\gamma_0 > 45°$, se obţine o liniarizare a scării ; aceasta se explică prin (fig. 18.6, *b*) creşterea factorului $\sin(\gamma_0 + \alpha)$ pentru valori mici ale curentului (însoţită de lărgirea diviziunilor la începutul scării) şi scăderea acestui factor la valori mari ale curentului (îngustarea diviziunilor). Nu pot fi construite ampermetre cu schema serie pentru curenţi mai mari de 0,5 A datorită încălzirii peste limita admisibilă a resorturilor spirale parcurse de întregul curent.

**Ampermetrele cu schema serie-paralel** pot măsura curenţi pînă la 1 A prin conectarea bobinei mobile în paralel cu cea fixă. Se realizează astfel ampermetre cu două game de măsurare (fig. 18.7) : unul corespunzător conectării serie (max. 0,5 A) şi celălalt conectării bobinelor în paralel (max. 1 A).

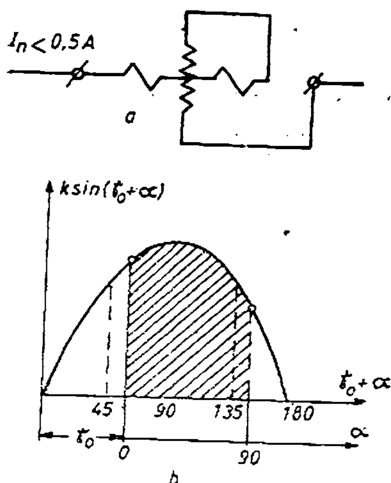



**Fig. 18.6. Ampermetrul electrodinamic cu schema serie :**
*a* — schema electrică ; *b* — influenţa unghiului $\gamma_0$ asupra caracterului scării gradate.

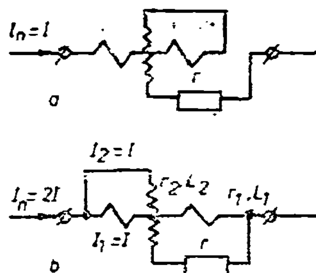



**Fig. 18.7. Dublarea limitei de măsurare prin conectarea :**
*a* — serie ; *b* — derivaţie.

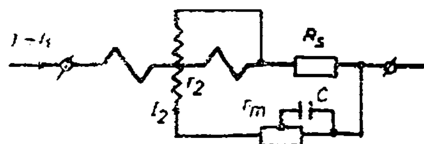



Fig. 18.8. Ampermetru electrodinamic cu şunt.

Pentru ca ampermetrul să funcţioneze cu aceeaşi constantă (în c.a.) este necesar să fie îndeplinită condiţia $(\widehat{\underline{I}_1, \underline{I}_2}) = 0$ şi la conectarea în paralel a bobinelor. Din relaţia (cu notaţiile din fig. 18.7) :

$$\frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1} = \frac{r_2\left(1 + j\omega\frac{L_2}{r_2}\right)}{r_1\left(1 + j\omega\frac{L_1}{r_1}\right)}$$

rezultă că pentru ca cei doi curenţi să fie în fază este necesară realizarea condiţiei :

$$\frac{L_1}{r_1} = \frac{L_2}{r_2} \quad (18.7) \qquad \text{care conduce la } \frac{I_1}{I_2} = \frac{r_1}{r_2}. \quad (18.8)$$

De regulă bobinele se construiesc cu reactanţe egale şi rezistenţe egale între ele, în care caz $I_1 = I_2 = I$, unde $I \leqslant 0{,}5$ A. Dacă rezistenţele nu sînt egale se introduce o rezistenţă de egalizare $r$. Pentru un acelaşi curent $I$ prin bobine rezultă $I_n = I$ pentru conexiunea serie şi $I'_n = 2I$ pentru conexiunea derivaţie, unde $I_n$, $I'_n$ — curenţii nominali pentru conexiunile respective.

**Ampermetre cu şunt.** Pentru curenţi mai mari de 1 A bobina mobilă se conectează la bornele unui şunt conectat în serie cu bobina fixă (fig. 18.8). În acest caz :

$$I_1 = I\,; \quad I_2 = \frac{R_s}{R_t} I, \quad (18.9)$$

unde $R_s$ este rezistenţa şuntului, $R_t = R_s + r_2 + r_m$ — rezistenţa totală a circuitului bobinei mobile. În cazul curenţilor alternativi, dacă există îndeplinită condiţia (18.7), rezultă :

$$\alpha = K_1 I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha), \quad (18.10)$$

în care $I > 1$ A deoarece curentul nu trece prin resorturile spirale.

**Ampermetrele cu şunt cu două sensibilităţi** se construiesc cu şuntul format din două rezistenţe egale şi cu posibilitatea de conectare a bobinelor şi a secţiunilor şuntului conform schemelor din figura 18.9. Pentru dublarea intervalului de mă-

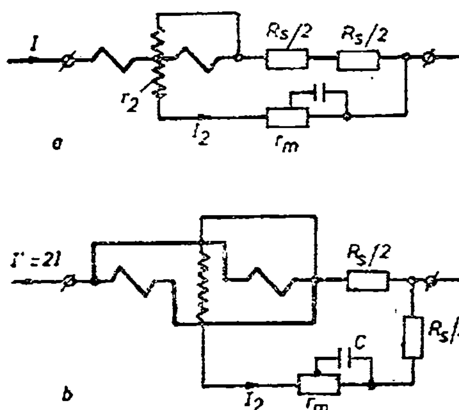



Fig. 18.9. Ampermetru cu şunt cu două sensibilităţi :
a — pentru $I_n = I$ ; b — pentru $I_n = 2I$

surare cele două secțiuni identice ale bobinei fixe se conectează în paralel, iar șuntul se reduce la jumătate (fig. 18.9, *b*). Rezistența totală a circuitului bobinei mobile rămîne neschimbată, ca și $I_2$, la dublarea curentului ($I' = 2\ I$) prin circuitul de măsurare. În cazul conexiunii serie:

$$I_1 = I,\ I_2 = \frac{R_r}{R_t} I \text{ și } \alpha = K_1 I^2 \sin(\gamma_0 + \alpha), \tag{18.11}$$

iar în cazul conexiunii paralel: $I_1 = \frac{I'}{2}$, $I_2 = \frac{R_r}{2R_t} I'$ și rezultă:

$$\alpha' = K_1 \left(\frac{I'}{2}\right)^2 \sin(\gamma_0 + \alpha). \tag{18.12}$$

Se deduce că în cazul conexiunii paralel ampermetrul indică aceeași deviație ($\alpha' = \alpha$) pentru un curent dublu ($I' = 2\ I$) de unde rezultă dublarea intervalului de măsurare.

Ampermetrele cu șunt necesită compensarea erorilor de temperatură și frecvență deoarece, în timp ce impedanța șuntului (manganină) rămîne neschimbată, impedanța bobinei mobile (Cu) variază cu temperatura (rezistența) și cu frecvența (reactanța). Compensarea erorii de tempetatură se realizează prin introducerea unei rezistențe $r_m$ din manganină în serie cu bobina mobilă, iar a erorii de frecvență prin șuntarea parțială a rezistenței $r_m$ cu un condensator *C*.

Ampermetrele electrodinamice se construiesc numai ca aparate etalon de clasă 0,2 sau 0,1 pentru curenți nominali de la 25 mA la 10 A și frecvența industrială (40—60 Hz) cu posibilitatea de utilizare și la frecvențe mai ridicate în clasa 0,5 (pînă la 2 000 Hz). Se construiesc de regulă cu două game de măsurare, de exemplu, 0,5/1 ; 2,5/5 ; 5/10 A. Au un consum propriu ridicat, de ordinul 3—20 VA pentru curenți nominali de la 0,5 la 10 A.

### 18.1.4. AMPERMETRE ȘI MULTIMETRE CU REDRESOR

**Ampermetrele cu redresor** sînt constituite dintr-un micro sau miliampermetru magnetoelectric asociat cu o schemă de redresare și conectat prin intermediul unui șunt sau transformator de curent în circuitul parcurs de curentul alternativ de măsurat (fig. 18.10, *a* și *b*).

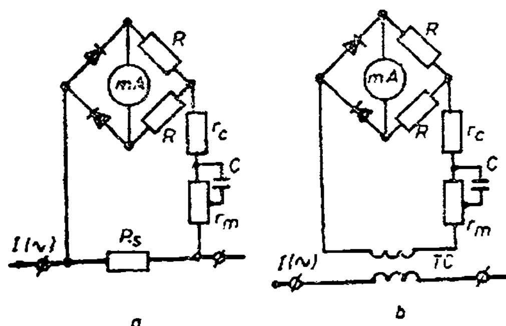



**Fig. 18.10. Ampermetre cu redresor:** *a* — cu șunt; *b* — cu transformator.

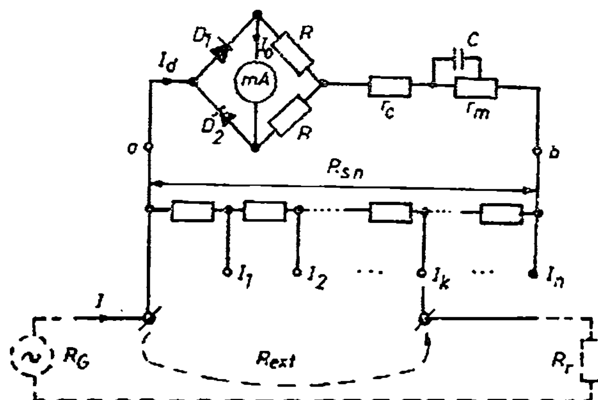



**Fig. 18.11.** Ampermetru cu redresor cu şunt multiplu.

Un astfel de ampermetru este în fond un voltmetru cu redresor pentru tensiuni mici (v. §.17.1.6) care măsoară căderea de tensiune pe o rezistenţă calibrată $R_s$ prin care trece curentul alternativ de măsurat. De aceea şi în cazul ampermetrelor cu redresor trebuie luate aceleaşi măsuri de compensare a erorilor de temperatură (rezistenţa $r_c$ din cupru) şi de frecvenţă (condensatorul $C$ care şuntează o parte din rezistenţa $r_m$).

Curentul redresat $I_0$ care trece prin mA este proporţional cu valoarea medie a curentului de măsurat $I$ (v. tabelul 17.3) ; scara ampermetrului este însă gradată în valori efective pentru un curent de formă sinusoidală ($K_f = I/I_{med} = 1{,}11$).

Ampermetrele cu redresor se construiesc de regulă pentru mai multe game de măsurare, fiind prevăzute în acest scop cu un şunt multiplu (fig. 18.11). Una din condiţiile ce li se impun acestor ampermetre este aceea de a utiliza o scară gradată pentru toate sensibilităţile. Şuntul multiplu asigură conservarea scării pentru toate intervalele de curenţi deoarece rezistenţa circuitului privită de la bornele $a$, $b$ (în lipsa ramurii de măsură) se păstrează constantă, egală cu $R_{sn}$, dacă $R_{sn} \ll R_{ext}$ (condiţie respectată în practică), — unde $R_{sn}$ este rezistenţa totală a şuntului, $R_{ext} = R_G + R_r$ — rezistenţa circuitului parcurs de curentul de măsurat $I$ (val. efectivă). În aceste condiţii curentul prin instrumentul de măsurare (considerat la cap de scară) rezultă :

$$I_0 = K\, I_d = K \frac{U_0}{R_{ab} + R_{sn}}, \qquad (18.13)$$

unde $U_0$ este tensiunea de mers în gol între bornele $a$, $b$ (în lipsa ramurii $a$, $b$), $R_{ab}$ — rezistenţa ramurii $a$, $b$ (parcursă de $I_d$). Din (18.13) se observă că valoarea curentului $I_0$ (la cap de scară) nu depinde de treptele şuntului şi deci păstrează aceeaşi valoare la schimbarea gamei de măsurare (deoarece $U_0$, $R_{ab}$, $R_{sn}$ nu depind de gama de măsurare).

**Multimetru cu redresor.** Sînt aparate portabile, constituite prin asocierea unui ampermetru şi a unui voltmetru cu redresor, ambele cu mai multe sensibilităţi, la care se ataşează, de regulă, o schemă de ohmmetru alimentat de la o baterie uscată şi uneori o schemă de faradmetru.

Multimetrele sînt prevăzute, în general, cu scară liniară unică atît pentru tensiuni cît şi pentru curenţi şi un singur comutator pentru schimbarea game-

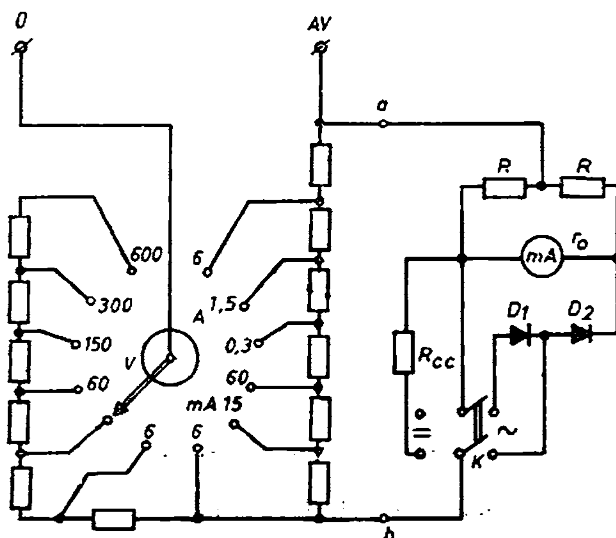



Fig. 18.12. Schema unui multimetru (voltampermetru) cu redresor.

lor de măsurare pentru ambele funcţiuni ; o a doua scară, neliniară, serveşte pentru măsurarea rezistenţelor, în care caz comutatorul de game trebuie trecut în poziţia de funcţionare ca ohmmetru. Aparatul măsoară tensiuni şi curenţi atît în c.c. cît şi în c.a. unde indică valori efective pentru semnale de formă sinusoidală.

Există numeroase scheme de multimetre, una dintre acestea fiind prezentată simplificat (numai pentru două funcţii în figura 18.12. Aparatul dispune de şase sensibilităţi pentru curenţi şi şase pentru tensiuni utilizînd un singur rînd de şunturi şi rezistenţe adiţionale, pentru măsurări efectuate atît în c.c. cît şi în c.a. La trecerea comutatorului $K$ pe c.c. în ramura de măsură ($a$, $b$) se introduce o rezistenţă suplimentară $R_{cc}$ dimensionată astfel încît să asigure (la cap de scară) un curent egal cu acela determinat de valoarea efectivă a unui curent alternativ de formă sinusoidală (pentru a utiliza aceeaşi scară atît în c.c. cît şi în c.a.).

Multimetrele de acest tip au, de regulă, clasa de precizie 1,5 în c.c. şi 2,5 în c.a, domeniul de frecvenţă pînă la 1 000—1 500 Hz şi un consum redus (mW). Ele măsoară corect numai semnale de formă sinusoidală. Multimetrele prevăzute cu şunturi şi rezistenţe adiţionale distincte pentru c.c. şi c.a. precum şi cu scheme de compensare a erorilor de temperatură şi frecvenţă ating performanţe mai ridicate : clasa 1 în c.c., 1,5 în c.a. rezistenţe proprii de ordinul 20 000 Ω/V în c.a. şi 100 000 Ω/V în c.c., domeniul de frecvenţă 20 Hz—20 KHz. Exemplu : multimetrul MAVO-35 fabricat de IAEM Timişoara (20 000 Ω/V în c.c.).

#### 18.1.5. AMPERMETRE TERMOELECTRICE

Pentru măsurări de curenţi în înaltă frecvenţă se folosesc miliampermetre termoelectrice.

a. *Miliampermetrele termoelectrice* (fig. 18.13) sînt constituite dintr-un milivoltmetru magnetoelectric (mV) conectat la capetele reci ale unui termo-

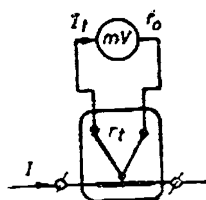



Fig. 18.13. Schema unui miliampermetru termoelectric.

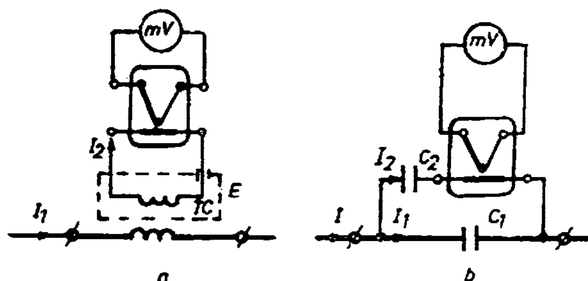



Fig. 18.14. Extinderea limitelor de măsurare la miliampermetre termoelectrice :
a — cu transformator de curent ; b — cu reductor capacitiv.

element al cărui încălzitor este parcurs de curentul de măsurat (v. § 17.1.7.). Încălzirea sudurii termocuplului, produsă la trecerea curentului $I$ (val. efectivă) prin încălzitor, determină apariţia unei t.t.e.m. între capetele reci şi circulaţia unui curent continuu corespunzător $I_t$ prin mV, a cărui deviaţie, conform cu (17.10), rezultă :

$$\alpha = S_I I_t = \frac{S_I K}{r_0 + r_t} I^2 = K_I I^2. \qquad (18.14$$

Deviaţia este proporţională cu pătratul curentului continuu sau cu pătratul valorii efective a curentului alternativ. Scara aparatului este deci pătratică, dar se realizează şi aparate cu scară liniară prin modificarea, în mod corespunzător, a pieselor polare ale mV.

Deoarece firul încălzitor este lipsit de reactanţă indicaţiile aparatului nu depind nici de frecvenţă nici de forma semnalului; de aceea mA termoelectrice pot fi utilizate la frecvenţe ridicate de ordinul zeci şi sute de MHz.

b. *Extinderea intervalului de măsurare* se poate realiza cu ajutorul şunturilor, transformatoarelor de înaltă frecvenţă sau a reductoarelor capacitive.

Datorită reactanţei inerente pe care o prezintă şuntul, intervalul de frecvenţă al ampermetrelor cu şunt se îngustează foarte mult (maxim sute de kHz) ; în plus, construcţia complicată şi costul ridicat al şuntului au impus renunţarea la acest procedeu.

Transformatoarele de curent de înaltă frecvenţă au o construcţie similară celor de joasă frecvenţă cu deosebirea că miezul este constituit din ferită sau chiar un suport nemagnetic, iar înfăşurarea secundară este ecranată (fig. 18.14, *a*).

Reductorul capacitiv (fig. 18.14, *b*) este format dintr-un condensator de capacitate mare $C_1$ (şunt capacitiv) a cărui cădere de tensiune alimentează încălzitorul înseriat cu un condensator $C_2 \ll C_1$, ales astfel încît reactanţa sa să fie mult mai mare decît rezistenţa încălzitorului : $R_2 \ll 1/\omega C_2$. În aceste condiţii :

$$\frac{I_1}{I_2} \approx \frac{\frac{1}{\omega C_2}}{\frac{1}{\omega C_1}} = \frac{C_1}{C_2} \quad \text{şi} \quad I_2 = \frac{C_2}{C_1 + C_2} I.$$

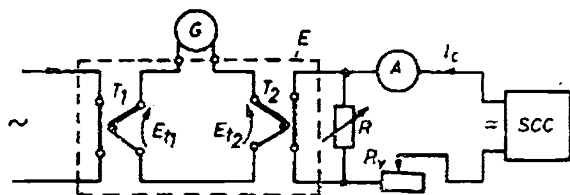



Fig. 18.15. Schema unui ampermetru termoelectric de transfer.

Conform cu (18.14) și cu notațiile din figura 18.14, *b*, deviația ampermetrului rezultă :

$$\alpha = K_1 I_2^2 = K_2 I^2, \text{ unde } K_2 < K_1. \quad (18.15)$$

Dacă, spre exemplu, $C_1 = 9C_2$, limita de măsurare se extinde de 10 ori.

c. *Ampermetrele (miliampermetre) termoelectrice de transfer* (fig. 18.15) se utilizează pentru măsurări de precizie ridicată (clasa 1 ; 0,5 sau chiar 0,2). Ca și în cazul voltmetrelor de transfer (§. 17.1.7.c), funcționarea aparatului se bazează pe detectarea egalității t.t.e.m. produse de două termoelemente identice conectate în opoziție. Prin încălzitorul primului termoelement trece curentul alternativ de măsurat, iar prin încălzitorul celui de-al doilea un curent $I_c$, furnizat de o sursă stabilă *SCC*, reglabil prin $R_v$. Înaintea măsurării este necesară verificarea identității celor două termoelemente, care se realizează prin conectarea în serie a încălzitoarelor lor și eventuala corectare a diferenței de sensibilitate prin reglarea rezistenței *R*. După verificare se trece pe poziția de măsurare și reglînd $I_c$ din $R_v$ se ajunge la echilibrul indicat de galvanometrul *G* cînd :

$$I = I_c, \quad (18.16)$$

unde *I* — valoarea efectivă a curentului alternativ — se citește direct pe ampermetrul etalon de c.c. (clasa 0,1···0,5) sau pe un voltmetru digital conectat la bornele unei rezistențe etalon înseriată în circuitul de c.c. Pentru uniformizarea temperaturii ambele termoelemente se introduc într-o cutie metalică.

Ampermetrele (miliampermetrele) termoelectrice sînt singurele aparate clasice care măsoară curenți de înaltă frecvență. Principalul lor neajuns este durata limitată a termoelementelor și incapacitatea acestora de a suporta suprasarcini datorită fragilității firului încălzitor. Din această cauză răspîndirea acestor ampermetre este restrînsă, limitîndu-se la domeniul frecvențelor înalte.

## 18.2. APARATE PENTRU MĂSURAREA CURENȚILOR CONTINUI DE FOARTE MARE INTENSITATE

Pentru măsurarea curenților continui de valori foarte mari (zeci de mii, sute de mii de amperi) se utilizează, în principal, următoarele mijloace de măsurare :

— ampermetre cu șunt pentru intensități foarte mari ;
— ampermetre cu traductor Hall ;
— ampermetre cu transformator de curent continuu.

## 18.2.1. AMPERMETRE CU ŞUNT PENTRU INTENSITĂŢI FOARTE MARI

Sînt constituite dintr-un miliampermetru magnetoelectric care măsoară căderea de tensiune la bornele unui şunt exterior parcurs de curentul continuu de mare intensitate (v.§.18.1.1). Curentul de măsurat $I$ fiind mult mai mare decît curentul nominal $I_0$ al miliampermetrului, din (18.4) rezultă că valoarea şuntului $R_s$ este extrem de mică :

$$n = \frac{I}{I_0} \gg 1 \quad \text{şi} \quad R_s = \frac{r_0 + 2r_1}{n - 1}, \tag{18.17}$$

unde $n$ este coeficientul de multiplicare al şuntului ; $r_0$ — rezistenţa miliampermetrului ; $r_1$ — rezistenţa unuia din cele două conductoare de legătură a miliampermetrului la şunt.

Pentru eliminarea rezistenţelor de contact — parcurse de curentul de mare intensitate — din circuitul miliampermetrului, şunturile se prevăd cu patru borne : două borne de curent pentru introducerea lui în circuitul parcurs de curentul de măsurat şi două borne de tensiune pentru conectarea miliampermetrului prin intermediul cordoanelor de legătură.

Deşi rezistenţa şunturilor este foarte mică trecerea unui curent de mare intensitate prin el produce o cantitate de căldură foarte mare. Spre exemplu un curent de 20 000 A trecînd printr-un şunt de 100 mV produce o cantitate de căldură de 2 kW. Ca urmare şuntul trebuie astfel construit încît să evacuieze întreaga cantitate de căldură prin suprafaţa sa de răcire către mediul înconjurător. În acest scop şuntul se realizează din bare sau plăci de manganină sudate la capete de blocuri masive de cupru care, prin bornele de curent, se conectează în circuitul parcurs de curentul de mare intensitate. Dimensiunile şi numărul plăcilor de manganină se stabilesc în funcţie de valoarea şuntului (18.17) şi de suprafaţa de răcire necesară pentru evacuarea căldurii, astfel încît să asigure funcţionarea şuntului la temperatura admisibilă în condiţii normale de exploatare.

Pentru asigurarea unor condiţii mai bune de răcire, şunturile de foarte mare intensitate se realizează de fapt dintr-un ansamblu de şunturi, distanţate unele de altele şi conectate în paralel (fig. 18.17).




Fig. 18.16. Şunt format din plăci de manganină.

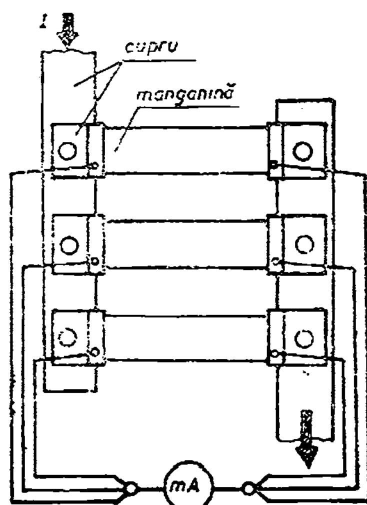



Fig. 18.17. Ansamblu de şunturi pentru curenţi de mare intensitate.

Șunturile pentru curenți continui de mare intensitate prezintă cîteva inconveniente printre care :

— nu izolează circuitul de măsurare de circuitul parcurs de curentul de mare intensitate (care poate fi la tensiune înaltă) ;

— volumul și greutatea șuntului cresc foarte mult cu valoarea curentului de măsurat. Spre exemplu, greutatea unui șunt de 10 kA este de ordinul a 40 kg.

Conductoarele parcurse de curenți continui de foarte mare intensitate produc în jurul lor un cîmp continuu destul de puternic care poate influența funcționarea aparatelor de măsurare situate în apropierea lor. Pentru reducerea erorilor de influență se recomandă utilizarea de aparate de măsurat bine ecranate magnetic.

### 18.2.2. AMPERMETRE CU TRADUCTOR HALL

Întrucît utilizarea șunturilor prezintă inconvenientele menționate în § 18.2.1, s-au realizat aparate la care măsurarea curentului continuu se realizează prin intermediul cîmpului magnetic produs într-un circuit magnetic auxiliar care înconjoară conductorul parcurs de curentul continuu de foarte mare intensitate. Circuitul magnetic este, de regulă, realizat dintr-un miez feromagnetic prevăzut cu unul sau două întrefieruri în care se introduc elemente sensibile la acțiunea cîmpului magnetic. Acest procedeu prezintă avantajul că elimină problema disipării căldurii produse la trecerea curentului de măsurat și totodată separă circuitul de măsurare de acela parcurs de curentul de mare intensitate.

Pe acest principiu se realizează ampermetre cu traductor Hall, aparate care utilizează drept elemente sensibile pentru măsurarea curentului de mare intensitate traductoare bazate pe efectul Hall. Funcția de traductor o îndeplinește o plăcuță dintr-un anume material semiconductor (indiu-arsen, indiu-stibiu) caracterizat printr-un efect Hall pronunțat. Efectul Hall constă în apariția unei tensiuni electrice $U_H$ (tensiune Hall) într-o plăcuță semiconductoare (traductor Hall) parcursă de un curent de comandă $I_c$ și dispusă perpendicular pe direcția unui cîmp magnetic de inducție $B$. Tensiunea Hall $U_H$ se obține pe direcție perpendiculară atît pe aceea a curentului $I_c$ cît și pe aceea a inducției $B$ și are expresia :

$$U_H = R_H \frac{BI_c}{d}, \qquad (18.18)$$

unde $d$ este grosimea plăcuței și $R_H$ — constanta Hall — o mărime de material.

Schema de principiu a unui ampermetru cu traductor Hall este prezentată în figura 18.18. Aceasta cuprinde un electromagnet $EM$ a cărui bobină este parcursă de curentul de măsurat $I$, $H$ — o plăcuță Hall plasată în întrefierul $EM$, $S$ — o sursă stabilizată de c.c. și mV — milivoltmetru magnetoelectric. Deoarece curentul de comandă este menținut constant ($I_c$ = const. și inducția $B$ este proporțională cu curentul de măsurat ($B = k_1 I$), milivoltmetrul măsoară :

$$U_H = k\,B = KI, \qquad (18.19)$$

scara sa putînd fi gradată în valori ale curentului de măsurat.

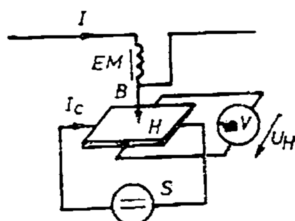


Fig. 18.18. Schema de principiu a unui ampermetru cu convertor Hall.

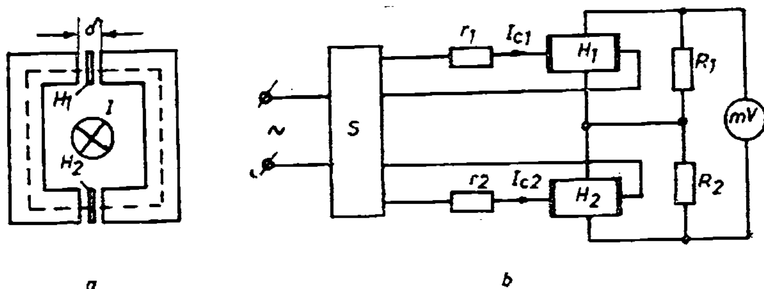



**Fig. 18.19. Ampermetru cu convertor Hall :**
*a* — convertor Hall ; *b* — schema electrică.

Pentru măsurarea unor curenţi continui de mare intensitate se foloseşte construcţia din figura 18.19 unde plăcuţele Hall $H_1$ şi $H_2$ sînt plasate în întrefierurile unui circuit feromagnetic prin fereastra căruia trece conductorul parcurs de curentul de măsurat $I$.

Aplicînd legea circuitului magnetic (cu neglijarea căderii de tensiune magnetică de-a lungul miezului feromagnetic) se obţine :

$$H_1\delta + H_2\delta = I, \text{ respectiv } B_1 + B_2 = \frac{\mu_0}{\delta} I, \tag{18.20}$$

unde $B_1$, $B_2$ — inducţiile în întrefierurile egale, de lungime $\delta$. Tensiunile Hall, $U_{H1}$ şi $U_{H2}$, obţinute la ieşirile celor două sonde, sînt proporţionale cu inducţiile $B_1$ şi $B_2$, astfel încît tensiunea rezultată este :

$$U_H = U_{H1} + U_{H2} = k(B_1 + B_2) = k\frac{\mu_0}{\delta} I, \tag{18.21}$$

de unde rezultă relaţia :

$$U_H = K\, I \tag{18.22}$$

care permite gradarea scării milivoltmetrului mV în valori ale curentului continuu de mare intensitate $I$ (în kA). Constanta $K$ nu depinde de forma conductorului şi nici de poziţia lui în fereastra miezului.

Avantajele ampermetrelor cu traductor Hall sînt :

— Aparatul de măsurare este izolat de circuitul parcurs de curentul de măsurat ceea ce permite utilizarea sa şi în circuite de tensiune ridicată fără pericol de electrocutare.

— Circuitul magnetic este format din două părţi şi la montarea sa nu este necesară întreruperea circuitului parcurs de curentul de măsurat. Unele ampermetre se construiesc sub forma de cleşte avînd traductorul Hall încorporat în fălcile cleştelui (utilizate similar transformatoarelor tip cleşte de curent alternativ).

— Aparatul nu absoarbe putere de la circuitul de măsurat iar puterea absorbită de la sursa auxiliară este mică, de ordinul a 10 W.

— Precizia de măsurare nu este influenţată de cîmpuri magnetice externe iar influenţa variaţiilor de temperatură este extrem de mică.

Ampermetrele cu traductor Hall pot măsura curenţi continui şi alternativi pînă la 100—200 kA cu erori de ordinul 0,5—0,2%.

Pentru măsurarea curenţilor continui de intensităţi foarte mari (peste 5—10 kA) s-au construit transformatoare de curent continuu (T.C.C.). Principiul de funcţionare al transformatoarelor de măsură de curent continuu se deosebeşte fundamental de acela al celor de curent alternativ.

a. *Construcţia T.C.C.* (fig. 18.20). Un transformator de curent continuu este format din două miezuri identice *A*, *B*, din material feromagentic care prezintă o caracteristică de magnetizare rectangulară (de tip permalloy, permenorm etc.). Cele două înfăşurări primare se conectează în serie aditiv în circuitul parcurs de curentul continuu $I_1$ de măsurat. În cazul curenţilor de foarte mare intensitate primarul se reduce la bara de curent care trece prin fereastra celor două miezuri (fig. 18.20). Înfăşurările secundare, avînd fiecare un număr mare de spire (corespunzător raportului de transformare) sînt conectate în serie diferenţial şi alimentate de la o sursă auxiliară de curent alternativ prin intermediul unui ampermetru cu redresor.

b. *Funcţionarea T.C.C. ideal.* Se admite că transformatorul ideal are o caracteristică de magnetizare rectangulară (fig. 18.21), curba *O P′ P″*) iar rezistenţa şi reactanţa înfăşurărilor secundare sînt nule. În lipsa curentului secundar ($i_2 = 0$) trecerea curentului continuu $I_1$ prin înfăşurările primare produce tensiunile magnetomotoare (t.m.m.) $N_1 I_1$ care magnetizează ambele miezuri în acelaşi sens, astfel încît punctele de funcţionare de pe curba de magnetizare coincid în *P*. Alimentînd circuitul secundar de la o sursă de curent alternativ, ambele înfăşurări secundare vor fi parcurse de curentul $i_2$. Datorită conectării diferenţiale a înfăşurărilor secundare, în timpul fiecărei alternanţe curentul $i_2$ produce, pentru unul din miezuri, o t.m.m. secundară care se

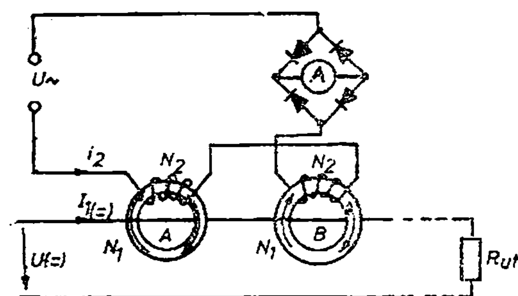



Fig. 18.20. Schema unui ampermetru cu transformator de curent continuu.

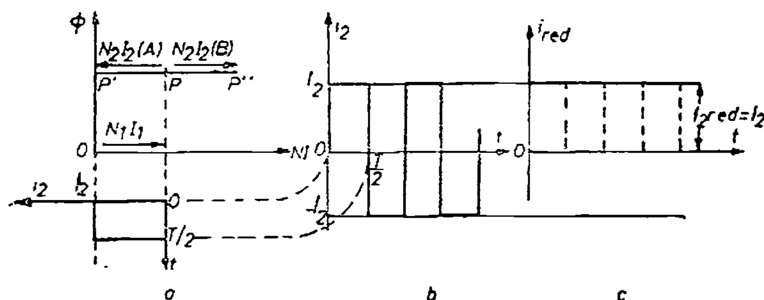



Fig. 18.21. Explică funcţionarea transformatorului de curent continuu ideal:

*a* — curba de magnetizare; *b* — forma curentului $i_2$ din secundar; *c* — forma curentului redresat.

adună la cea primară iar, pentru celălalt miez, una care se scade din cea primară. Ca urmare punctele de funcţionare se deplasează corespunzător, pentru un miez spre dreapta iar pentru celălalt spre stînga.

Se consideră spre exemplu că, în timpul primei alternanţe, în miezul $A$ t.m.m. secundară este opusă celei primare iar în miezul $B$ este de acelaşi sens. La aplicarea tensiunii alternative $u_2$ curentul $i_2$ creşte repede (rezistenţa şi reactanţa secundarului neglijabile) şi punctul de funcţionare pentru miezul $A$ se deplasează rapid pe caracteristică spre stînga, iar pentru miezul $B$, spre dreapta. Cînd punctul de funcţionare pentru miezul $A$, în deplasarea lui spre stînga, ajunge în $p'$ curentul $i_2$ atinge valoarea $I_2$ şi t.m.m. $N_2I_2$ devine egală cu t.m.m. primară $N_1I_1$ :

$$N_2I_2 = N_2I_1. \qquad (18.23)$$

Prin urmare t.m.m. devin egale cînd curentul secundar $i_2$ atinge o anume valoare $I_2$ dependentă de valoarea curentului continuu din primar $I_1$. Cînd curentul secundar atinge valoarea $I_2$, în miezul $A$ are loc o variaţie rapidă a fluxului magnetic însoţită de apariţia unei t.e.m. de inducţie $e_2$ care echilibrează tensiunea aplicată $u_2$ şi limitează creşterea curentului la valoarea $I_2$. Nivelul curentului $I_2$ este atins extrem de repede astfel încît, pe durata unei alternanţe curentul secundar se menţine constant, variaţia sa în timp fiind de forma dreptunghiulară.

În timpul primei alternanţe fluxul magnetic din miezul $B$ rămîne constant şi nu exercită nici o influenţă asupra curentului secundar (sumarea t.m.m. în cazul miezului $B$ provoacă deplasarea punctului de funcţionare din $P'$ în $P''$ şi deci $\Phi$ = const.).

În semiperioada următoare, cînd tensiunea şi curentul alternativ schimbă de sens, cele două miezuri îşi inversează rolurile : t.m.m. se scad în miezul $B$ şi se adună în miezul $A$, astfel încît curentul $i_2$, de semn schimbat, creşte pînă atinge valoarea $-I_2$ cînd t.m.m. secundară din miezul $B$ compensează t.m.m. primară. În acest moment variaţia rapidă a fluxului magnetic în miezul $B$ induce în secundar o t.e.m. care echilibrează tensiunea aplicată şi limitează curentul secundar.

Drept urmare, în cazul ideal, curentul alternativ din secundar este de formă dreptunghiulară iar curentul redresat, măsurat de ampermetrul $A$ este continuu şi de valoare egală cu amplitudinea curentului alternativ $I_2$ (v. fig. 18.21 *b*, *c*). Din (18.23) rezultă :

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} I_2 = K_I I_2, \qquad (18.24)$$

unde $I_1$ este curentul continuu de măsurat ; $I_2$ — curentul măsurat de ampermetru, $K_I = N_2/N_1$ — raportul de transformare ideal. Din (18.24) rezultă că intensitatea curentului secundar nu depinde de tensiunea sau frecvenţa sursei auxiliare de alimentare.

Se observă (fig. 18.20) că modificarea valorii curentului $I_1$ din primar este însoţită de variaţia proporţională a curentului $I_2$ din secundar, ca urmare a deplasării corespunzătoare a punctului de funcţionare $P$ pe caracteristica de magnetizare.

c. *Funcţionarea T.C.C. real.* În cazul transformatorului real curba de magnetizare se abate de la forma rectangulară iar circuitul secundar este caracterizat prin rezistenţă şi reactanţă de dispersie. Ca urmare curentul

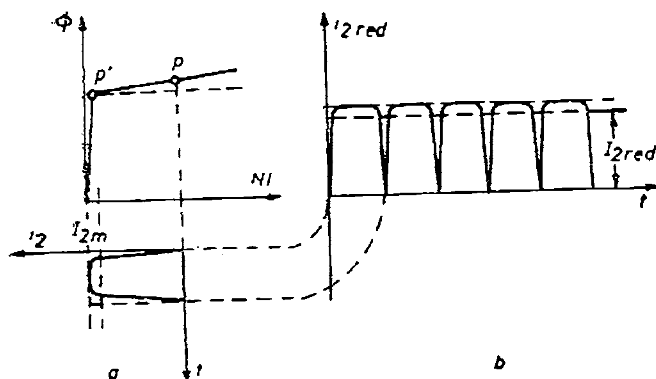



**Fig. 18.22.** Explică funcționarea transformatorului (*TCC*) real: *a* — curba de magnetizare; *b* — forma curentului din secundar, după redresare.

alternativ din secundar se abate de la forma dreptunghiulară (fig. 18.22). Valoarea medie a curentului redresat $I_{2med}$, măsurată de ampermetrul din secundar este însă proporțională cu curentul continuu $I_1$ din primar T.C.C. real este caracterizat prin raportul de transformare nominal $K_{In}$ definit prin relația:

$$K_{In} = \frac{I_{1n}}{I_{2n\,med}} \qquad (18.25)$$

unde: $I_{1n}$ este curentul continuu nominal din primar; $I_{2n\,med}$ — valoarea medie a curentului nominal din secundar. Raportul de transformare real se definește prin:

$$K_I = \frac{I_1}{I_{2\,med}} \qquad (18.26)$$

unde: $I_1$ este curentul continuu din primar; $I_{2\,med}$ — curentul mediu măsurat de ampermetrul din secundar.

Printr-o construcție îngrijită se pot realiza T.C.C. cu erori foarte mici astfel că se poate admite egalitatea:

$$K_I = K_{In}, \qquad (18.27)$$

cea ce permite determinarea curentului continuu din primar cu relația:

$$I_1 = K_{In}\, I_{2\,med}. \qquad (18.28)$$

Pe baza relației (18.28) scara ampermetrului *A* se gradează direct în valori ale curentului continuu de foarte mare intensitate din primar (kA).

În prezent se construiesc T.C.C. pentru curenți nominali pînă la 200 kA cu erori de pînă la 0,5%.

## 18.3. APARATE ELECTRONICE PENTRU MĂSURAREA CURENȚILOR DE MICĂ INTENSITATE

### 18.3.1. AMPERMETRE ȘI MILIAMPERMETRE ELECTRONICE DE CURENT CONTINUU

Ele nu constituie o categorie distinctă de aparate, acestea făcînd parte dintr-un multimetru electronic avînd la bază un voltmetru sau milivoltmetru asociat cu un convertor curent-tensiune.

Un procedeu foarte răspîndit de realizare a funcției de ampermetru constă în comutarea voltmetrului (milivoltmetrului) electronic la bornele unei rezistențe calibrate $R$ (de obicei reglabilă în trepte) parcursă de curentul de măsurat $I$ (fig. 18.23). Căderea de tensiune măsurată este, proporțională cu curentul și scara aparatului se gradează în unități corespunzătoare. Se realizează astfel funcția de miliampermetru electronic cu mai multe game de măsurare, pentru curenți de la 1 μA la 1A cu rezistența internă variind de la 1 000 Ω (pentru 1 μA) la 0,1 Ω (pentru 1 A) — precum și microampermetre pentru curenți de la $10^{-10}$ A la $10^{-3}$ A, cu rezistențe interne de la 1 MΩ la 1 Ω, — corespunzător limitei de măsurare.

Dintre numeroasele scheme posibile, în figura 18.24, se prezintă spre exemplu, schema de principiu a unui miliampermetru electronic de curent continuu cu convertor tensiune-curent cu amplificator operațional. După cum se știe curentul $I_0$ prin instrumentul magnetoelectric (μA), conectat în circuitul de reacție, depinde de valoarea tensiunii de intrare $U$ și a rezistenței $R_1$ : $I_0 = U/R_1$. Tensiunea $U$ este preluată de la bornele rezistenței calibrate $R$ de valoare mare (0,1 —1 MΩ), parcursă de curentul de măsurat $I$. Deoarece $U = RI$ curentul indicat de μA este :

$$I_0 = \frac{R}{R_1} I,$$

proporțional cu $I$. Dacă $R \gg R_1$ rezultă că aparatul poate măsura curenți $I$ foarte mici. (Spre exemplu dacă $R = 10^5$ Ω, $R_1 = 100$ Ω și $I_0 = 20$ μA rezultă că $I = \frac{R_1}{R} I_0 = 2 \cdot 10^{-8}$ A = 20 nA (la cap de scară.)

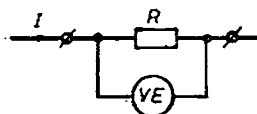



Fig. 18.23. Explică principiul de realizare a unui ampermetru electronic.

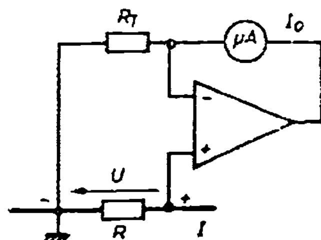



Fig. 18.24. Schema unui miliampermetru electronic cu amplificator operațional.

## 18.3.2. PICOAMPERMETRE

După cum se știe galvanometrele cele mai sensibile nu pot măsura curenți mai mici de $10^{-10}$ A. În practică sînt necesare aparate care se măsoare curenți deosebit de mici, de ordinul $10^{-12} - 10^{-17}$ A (la măsurarea rezistenței dielectricilor, a curenților din camerele de ionizare, a curenților fotoelectrici etc.). Curenți atît de mici se pot măsura cu ajutorul picoampermetrelor. Acestea sînt în esență milivoltmetre electrometrice care au ca element distinct un amplificator electrometric. În principiu aparatele electrometrice măsoară tensiuni foarte mici generate de surse cu rezistență interioară mare. Drept urmare, condiția esențială la care trebuie să răspundă este aceea a reducerii curenților de intrare la valori neglijabile, respectiv creșterea rezistenței de intrare $R_v$ în mod corespunzător. Din această cauză în construcția aparatelor electrometrice se folosesc amplificatoare speciale, cu tub electrometric ($R_v$ — pînă la $10^{16}$ Ω) sau cu tranzistoare cu efect de cîmp cu grilă izolată (TEC—MOS) ($R_v$ — pînă la $10^{15}$ Ω).

Pentru realizarea funcției de picoampermetru se folosesc, în principiu, amplificatoare electrometrice conectate în una din următoarele variante (fig. 18.25).

În prima variantă (fig. 18.25. *a*) se măsoară tensiunea $U_0 = R_1 I$ la bornele unei rezistențe de precizie $R_1$, de valoare mare ($10^6 - 10^{12}$ Ω), ceea ce permite măsurarea unor curenți foarte mici. (Dacă $R_1 = 10^{12}$ Ω, $U_e = 100$ μV rezultă un curent măsurat $I = 10^{-16}$ A.) Pentru realizarea mai multor game de măsurare aparatul se prevede cu rezistențe $R_1$ comutabile la intrare.

În varianta din figura 18.25, *b* rezistența calibrată $R$ este introdusă în circuitul de reacție al amplificatorului, tensiunea de ieșire fiind de asemenea proporțională cu curentul de intrare ($U_0 = RI$). Acest picoampermetru prezintă o serie de avantaje : impedanța de intrare mică, zgomot redus și în general sensibilitate mai mică la perturbațiile din circuitul de intrare.

Picoampermetrul bazat pe schema din figura 18.25, *c* se deosebește de precedentul prin înlocuirea rezistenței din circuitul de reacție cu un condensator $C$, ceea ce determină funcționarea amplificatorului electrometric ca integrator. Dacă curentul de măsurat este constant ($I$ = const.) atunci tensiunea de ieșire crește liniar în timp $\left(U_0 = \frac{1}{C} It\right)$ aparatul măsurînd de fapt creșterea în timp a sarcinii $Q = It$. Curentul rezultă din raportul $I = Q/t$, unde $t$ este măsurat de un cronometru. În cazul cînd curentul este variabil aparatul măsoară valoarea medie a curentului pe intervalul de timp respectiv.

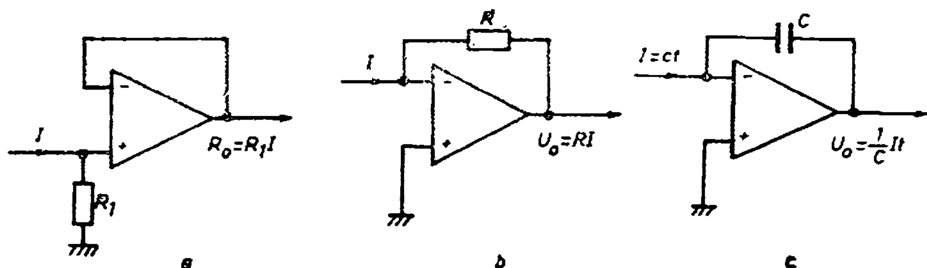



**Fig. 18.25.** Schema de conectare a amplificatorului electrometric pentru realizarea de picoampermetre.

Se realizează picoampermetre cu amplificator electrometric care permit măsurarea unor curenţi de ordinul $10^{-12}$—$10^{-17}$ A (limita inferioară) cu o precizie de ordinul 0,5—10% funcţie de tipul aparatului.

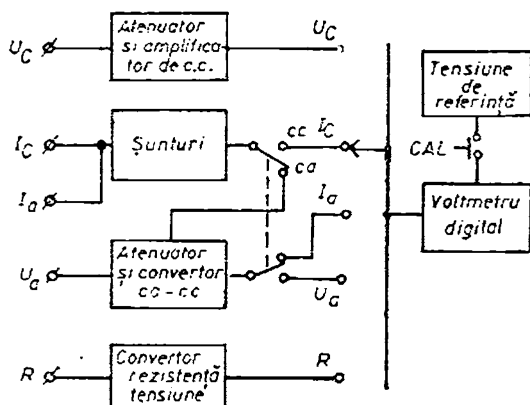



**Fig. 18.26. Schema funcţională a unui multimetru digital.**

## 18.4. AMPERMETRE DIGITALE

Se realizează utilizînd funcţia de ampermetru cu care sînt prevăzute de regulă multimetrele digitale (fig. 18.26). Acestea au ca principală bază constructivă un voltmetru digital, de obicei de tipul cu CAN tensiune-timp în varianta cu integrare cu dublă pantă.

Funcţia de ampermetru (miliampermetru) se realizează prin trecerea curentului continuu sau alternativ de măsurat printr-o rezistenţă calibrată, de regulă cu mai multe trepte (şunt multiplu), corespunzătoare curenţilor nominali şi măsurarea căderii de tensiune produsă de curent cu ajutorul voltmetrului digital. În figura 18.27 se observă că, la trecerea curentului nominal, şuntul multiplu asigură la ieşire, pentru oricare gamă de măsurare, o cădere de tensiune de 0,1 V. Cu ajutorul unui amplificator de curent continuu căderea de tensiune aplicată la intrarea voltmetrului digital poate fi ridicată pînă la valoarea de 1 V. Măsurarea curenţilor alternativi se realizează prin intermediul unui convertor alternativ-continuu de valori medii, fiind preferată varianta în care redresorul este conectat în bucla de reacţie a unui amplificator (pentru liniarizarea scării gradate).

Avantajul utilizării voltmetrelor digitale pentru măsurarea curenţilor prin intermediul căderii de tensiune produsă pe rezistenţe calibrate îl constituie simplitatea realizării şi utilizarea de voltmetre digitale simple.

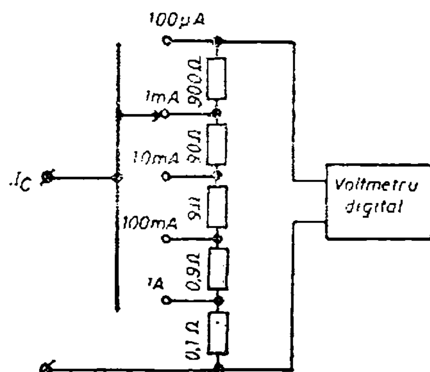



**Fig. 18.27. Şunt multiplu pentru funcţia de ampermetru digital de curent continuu.**

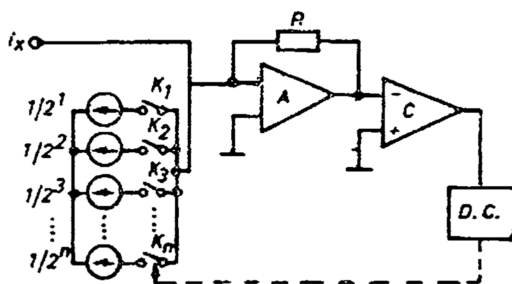



**Fig. 18.28. Schema de principiu a unui ampermetru digital cu aproximări succesive.**

În afara ampermetrelor digitale din cadrul multimetrelor literatura prezintă și aparate specializate pentru măsurarea digitală a curentului electric care sînt în fond tot voltmetre digitale adaptate însă în mod corespunzător. Mai jos se prezintă, spre exemplu, un ampermetru digital pentru măsurarea curentului prin aproximări succesive (fig. 18.28). Funcționarea acestui aparat este similară cu aceea a voltmetrului cu aproximații succesive.

În principiu, curentul de măsurat $I_x$ se compară succesiv cu curenți etalon ponderați binar, cărora li se dau valori din ce în ce mai apropiate de valoarea curentului necunoscut. Ca urmare, schema electrică cuprinde, pe lîngă un sistem de curenți etalon (obținuți prin intermediul unui convertor digital-analogic cu rezistențe ponderate) și un comparator care furnizează semnale logice distincte atunci cînd curentul de măsurat este mai mare sau mai mic decît curentul etalon. Funcție de semnalul furnizat de comparatorul $C$, un dispozitiv de comandă $DC$ conectează sau deconectează întreruptoarele $k_1 \ldots k_n$, în mod corespunzător, astfel încît să micșoreze succesiv diferența dintre curentul de măsurat și curentul etalon pînă la anularea diferenței. În acest moment starea finală a întreruptoarelor $k$ exprimă în cod binar valoarea curentului de măsurat. După convertirea în cod zecimal valoarea curentului $I_x$ se citește direct pe sistemul de afișare al ampermetrului.

Alte ampermetre digitale utilizează principiul comparării cantităților de electricitate cu care se încarcă un condensator într-un timp determinat.

# 19
# MĂSURAREA PUTERII ELECTRICE

## 19.1. MĂSURAREA PUTERII ÎN CIRCUITE DE CURENT CONTINUU

Puterea absorbită de un receptor, conectat într-un circuit de curent continuu, se defineşte ca produs între tensiunea la bornele sale, $U_R$ şi curentul pe care-l absoarbe de la sursa de alimentare, $I_R$:

$$P_R = U_R I_R. \tag{19.1}$$

Puterea debitată de un generator se defineşte ca produs între tensiunea la bornele sale $U_G$ şi curentul debitat $I_G$:

$$P_G = U_G I_G. \tag{19.2}$$

Din definiţiile puterilor absorbită de un receptor (consumator) şi debitată de un generator (sursă) rezultă metodele de măsurare a puterii în curent continuu:

1) metoda indirectă a ampermetrului şi voltmetrului;
2) metoda directă a wattmetrului.

### 19.1.1. METODA INDIRECTĂ A AMPERMETRULUI ŞI VOLTMETRULUI

Pentru măsurarea puterii consumată de receptor sau debitată de sursă, în curent continuu se utilizează două aparate magnetoelectrice: un ampermetru şi un voltmetru. După modul de montare a voltmetrului faţă de ampermetru se disting: montajul amonte (fig. 19.1, *a*) şi montajul aval (fig. 19.1, *b*).

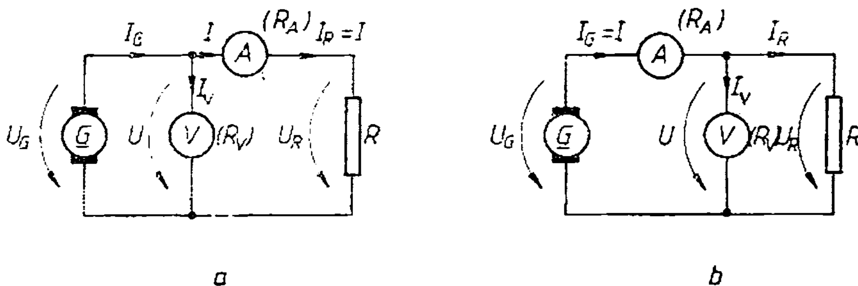



**Fig. 19.1.** Metoda indirectă a ampermetrului şi voltmetrului pentru măsurarea puterii în curent continuu:
*a* — montaj amonte; *b* — montaj aval.

*Tabelul 19.1*

**Erori absolute şi relative în montajele amonte şi aval**

| Tipul montajului | Puterea consumată sau debitată | Eroarea absolută de metodă | Eroarea relativă |
|---|---|---|---|
| amonte (fig. 19.1, *a*) | $P_R = I_R U_R = (U - R_A I)I = UI - R_A I^2$ (19.4) | $\Delta P = P_m - P_R = UI - (UI - R_A I^2) = R_A I^2$ (19.5) | $\varepsilon_P = \frac{\Delta P}{P_m} = \frac{R_A I^2}{UI} = \frac{R_A I}{U} = \frac{U_A}{U}$ (19.6) |
| | $P_G = U_G I_G = U(I + I_v) = UI + \frac{U^2}{R_v}$ (19.7) | $P = P_m - P_G = UI - UI - \frac{U^2}{R_v} = -\frac{U^2}{R_v}$ (19.8) | $\varepsilon_P = \frac{\Delta P}{P_m} = -\frac{\frac{U^2}{R_v}}{UI} = -\frac{U}{R_v I} = -\frac{I_v}{I}$ (19.9) |
| aval (fig. 19.1, *b*) | $P_R = U_R I_R = U(I - I_v) = UI - \frac{U^2}{R_v}$. (19.10) | $\Delta P = P_m - P_R = UI - \left(UI - \frac{U^2}{R_v}\right) = \frac{U^2}{R_v}$ (19.11) | $\varepsilon_P = \frac{\Delta P}{P_m} = \frac{\frac{U^2}{R_v}}{UI} = \frac{U}{R_v I} = \frac{I_v}{I}$ (19.12) |
| | $P_G = U_G I_G = (U + R_A I)I = UI + R_A I^2$ (19.13) | $\Delta P = P_m - P_G = UI - (UI + R_A I^2) = -R_A I^2$ (19.14) | $\varepsilon_P = \frac{\Delta P}{P_m} = -\frac{R_A I^2}{UI} = -\frac{R_A I}{U} = -\frac{U_A}{U}$ (19.15) |

Notînd cu $U$ şi $I$ indicaţiile voltmetrului şi ampermetrului, dacă se calculează puterea (absorbită sau debitată) cu relaţia :

$$P_m = UI \tag{19.3}$$

se face o eroare sistematică de metodă ce trebuie corectată.

Expresiile corecte ale puterilor se stabilesc ţinînd seama de consumurile aparatelor de măsurat (se cunosc : $R_A$ — rezistenţa internă a ampermetrului şi $R_V$ — rezistenţa internă a voltmetrului) (tab. 19.1).

*Observaţii*

*1*) Se constată că puterea consumată de receptor $P_R$ şi puterea debitată de generator $P_G$ (relaţiile 19.4, 19.7, 19.10, 19.13) sînt date de produsul indicaţiilor ampermetrului şi voltmetrului, din care se scad sau se adună puterile consumate de aparatele de măsurat $\left(p_A = R_A I^2 \text{ şi } p_V = \frac{U^2}{R_V}\right)$. În general, aceste consumuri fiind mici, de ordinul a 0,5—5 W, într-o primă aproximaţie se pot neglija, şi puterea se calculează cu relaţia $P_m = UI$.

*2*) Eroarea relativă de metodă la măsurarea puterii consumate de receptor $P_R$ în montaj amonte (19.6) este cu atît mai mică cu cît căderea de tensiune pe ampermetru este mai mică decît căderea de tensiune pe receptorul $R$ ; montajul este adecvat pentru măsurarea receptoarelor cu consum mare de putere, deci a puterilor mari.

*3*) Eroarea relativă de metodă la măsurarea puterii consumate de receptor $P_R$ în *montajul aval* (19.12) este cu atît mai mică, cu cît curentul prin voltmetru $I_v$ este mai mic decît curentul $I$, din circuit, deci cu cît rezistenţa $R_V$ este mai mare decît rezistenţa $R$ ; montajul este adecvat pentru măsurarea consumului de putere al receptoarelor cu rezistenţă mică, deci a puterilor mici.

*4*) Indiferent de modul de conectare a aparatelor, între puterile : $P_G$ — generată de sursă, $P_R$ — consumată de receptor şi puterea absorbită de aparate $p_A$ şi $p_V$ , există relaţia :

$$P_G = P_R + p_A + p_V. \tag{19.16}$$

#### 19.1.2. METODA DIRECTĂ DE MĂSURARE A PUTERII CU WATTMETRUL

Această măsurare se execută analog cu măsurarea puterii active în circuitele de c.a., expusă în paragraful următor.

## 19.2. MĂSURAREA PUTERII ÎN CIRCUITE MONOFAZATE DE CURENT ALTERNATIV

Presupunînd un dipol electric avînd aplicată la borne tensiunea $u$ şi fiind parcurs de curentul $i$, *puterea instantanee* la borne este dată de relaţia :

$$p = ui. \tag{19.17}$$

Puterea instantanee este primită sau cedată, după cum sensurile tensiunii la borne $u$ şi curentului $i$ se asociază după regula de la receptoare sau de la generatoare.

*Puterea activă* consumată de un receptor sau debitată de un generator se defineşte ca valoarea medie a puterii instantanee luată pe o perioadă :

$$P = \tilde{p} = \widetilde{ui} = \frac{1}{T}\int_0^T p \, dt. \tag{19.18}$$

*Puterea aparentă* $S$ este produsul valorilor efective ale tensiunii și curentului :

$$S = UI. \qquad (19.19)$$

*1*) Pentru un circuit monofazat funcționînd în regim permanent sinusoidal, la care :

$$u = U\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha)\ ;\ i = I\sqrt{2}\sin(\omega t + \beta),\ \text{rezultă :}$$

— puterea activă : $P = UI\cos\varphi$ ; $\varphi = \alpha - \beta$ ;
— puterea reactivă : $Q = UI\sin\varphi$ ; $\varphi = \alpha - \beta$ ;
— puterea aparentă : $S = UI$.

Pentru acest regim se poate introduce noțiunea de putere aparentă complexă $\underline{S}$ a circuitului monofazat, ca produs dintre tensiunea complexă $\underline{U}$ și valoarea conjugată a curentului complex $\underline{I}^*$ în reprezentare simplificată :

$$\underline{S} = \underline{U}\underline{I}^* = Se^{j\varphi} = UI\cos\varphi + jUI\sin\varphi = P + jQ \qquad (19.20)$$

Puterea complexă are modulul egal cu puterea aparentă

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \qquad (10.21)$$

iar argumentul egal cu defazajul circuitului :

$$\varphi = \arg\{\underline{S}\} = \frac{Q}{P}. \qquad (19.22)$$

Puterea activă este partea reală a puterii aparente complexe $\underline{S}$,

$$P = UI\cos\varphi = \mathrm{Re}\{\underline{S}\} = \mathrm{Re}\{\underline{U}\underline{I}^*\} \qquad (19.23)$$

iar puterea reactivă este partea imaginară a puterii aparente complexe $\underline{S}$ :

$$Q = UI\sin\varphi = Im\{\underline{S}\} = Im\{\underline{U}\underline{I}\}^*. \qquad (19.24)$$

*2*) Pentru un circuit monofazat funcționînd în regim nesinusoidal la care :

$$u = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}U_n\sin(n\omega t + \alpha_n)\ ;\ i = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty}\sqrt{2}I_n\sin(n\omega t + \beta_n)$$

rezultă :

— puterea activă :

$$P = \widetilde{ui} = U_0I_0 + \sum_{n=1}^{\infty}U_nI_n\cos\varphi_n, \qquad (19.25)$$

în care $\varphi_n$ este defazajul dintre armonicile de ordin „$n$" de tensiune și de curent ($\varphi_n = \alpha_n - \beta_n$) ;

— puterea reactivă :

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty}U_nI_n\sin\varphi_n. \qquad (19.26)$$

Spre deosebire de regimul sinusoidal la care $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$, în regim nesinusoidal $S \neq \sqrt{P^2 + Q^2}$, introducîndu-se noțiunea de *putere deformantă* :

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) = (UI)^2 - (P^2 + Q^2). \qquad (19.27)$$

Relațiile de definiție se vor folosi pentru deducerea modului de măsurare a puterilor activă, reactivă și aparentă în circuitele monofazate. Pentru măsurarea puterii active se utilizează:

— wattmetre clasice (electrodinamice, termice);

— multiplicatoare statice (bazate pe efectul Hall, efectul Gauss, multiplicator cu diode semiconductoare, multiplicator cu transconductanță variabilă).

Utilizarea multiplicatoarelor realizate cu dispozitive semiconductoare are, față de wattmetrele clasice, următoarele avantaje: sensibilitate mai mare, rezistență la suprasarcini, consum propriu mai redus, posibilitate de utilizare la ieșire a unui instrument magnetoelectric.

Se mai pot folosi pentru măsurarea puterii active:

— metoda indirectă a celor trei aparate (voltmetre sau ampermetre);

— metoda indirectă cu ajutorul osciloscopului catodic.

### 19.2.1. METODA DIRECTĂ DE MĂSURARE A PUTERII ACTIVE CU WATTMETRUL ELECTRODINAMIC

Wattmetrul electrodinamic are la bază un instrument electrodinamic cu cîmp radial, la care secțiunile bobinei fixe sînt înseriate și astfel dimensionate încît să permită trecerea curentului I; bobina mobilă este montată în serie cu o rezistență adițională, la bornele ansamblului aplicîndu-se tensiunea $U$ (fig. 19.2, *a*). Se presupun tensiunea și curentul de variație sinusoidală în timp:

$$u = U\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha)\,;\; i = I\sqrt{2}\sin(\omega t + \beta).$$

Pe baza relației (5.38) pentru instrumentul electrodinamic cu cîmp radial:

$$\alpha = \frac{k}{D} I_1 I_2 \cos(\underline{I}_1 \underline{I}_2),\ \text{înlocuind:}$$

$I_1 = I$ și $I_2 = \frac{U}{R_w}$ ($R_w$ — rezistența circuitului de tensiune;

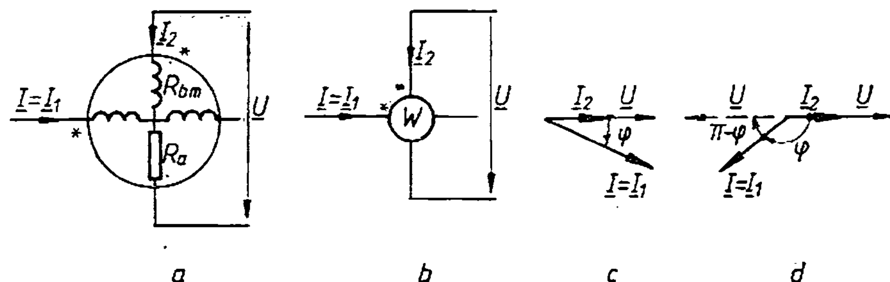



**Fig. 19.2. Wattmetrul electrodinamic:**
*a* — alimentarea bobinelor; *b* — simbolul wattmetrului; *c* — diagrama fazorială pentru $\varphi < \frac{\pi}{2}$; *d* — diagrama fazorială pentru $\varphi > \frac{\pi}{2}$.

$R_w = R_{bm} + R_a$; $R_{bm}$ — rezistența bobinei mobile, $R_a$ — rezistența adițională), rezultă :

$$\alpha = \frac{K}{DR_w} UI \cos \varphi = K'UI \cos \varphi = K'P$$
$$\text{cu} \quad K' = \frac{K}{DR_w}. \tag{19.28}$$

Wattmetrul are circuitul de tensiune rezistiv, deci curentul $I_2$ este în fază cu tensiunea $U$.

*Observații*

*1*) Deviația $\alpha$ este proporțională cu puterea activă dată de tensiunea aplicată circuitului de tensiune și curentul ce parcurge bobina de curent a wattmetrului (de remarcat că bobinele de curent și de tensiune pot fi montate pe circuite diferite). Scara wattmetrului electrodinamic este astfel uniformă.

*2*) Pentru ca indicația wattmetrului să fie obținută în sensul normal al scării sale cînd $P > 0$, trebuie respectată polaritatea aparatului. În acest scop, cîte una din bornele circuitelor de curent și de tensiune sînt marcate cu un semn distinctiv (asterix, literă etc.), indicînd prin aceasta că sînt bornele de intrare a curenților în bobinele respective (fig. 19.2, *b*).

*3*) Indicația wattmetrului (19.28) depinzînd de unghiul de defazaj prin factorul cos $\varphi$, rezultă că pentru valori ale unghiului $\varphi$ cuprinse între $-90°$ și $+90°$, deviația este în sensul normal al scării (fig. 19.2, *c*). Deviația devine negativă pentru unghiuri ce depășesc 90° indiferent în ce sens, ceea ce se întîmplă la alimentarea circuitelor wattmetrului cu surse diferite (spre exemplu, la utilizarea în circuite trifazate) ; pentru a se obține deviația în sensul normal al scării, se inversează polaritatea la unul din circuitele wattmetrului, de obicei la cel de tensiune, citirea respectivă trebuind să fie considerată apoi cu semnul minus (fig. 19.2, *d*).

*4*) Determinarea puterii măsurate de wattmetru se face pe baza relației (19.28), din care se explicitează puterea $P$ :

$$P = \frac{1}{K'} \cdot \alpha = C \cdot \alpha, \tag{19.29}$$

unde $C$ este constanta wattmetrului.

*5*) Determinarea constantei se face pe baza valorilor nominale ale curentului, tensiunii și factorului de putere, de regulă egal cu unitatea, valori pentru care deviația $\alpha$ trebuie să rezulte egală cu deviația maximă $\alpha_{max}$, deci :

$$C = \frac{P_n}{\alpha_{max}} = \frac{U_n I_n \cos \varphi_n}{\alpha_{max}} [\text{W/div}]. \tag{19.30}$$

De exemplu, pentru $I_n = 5$ A, $U_n = 240$ V, cos $\varphi_n = 1$ și $\alpha_{max} = 120$ div., constanta wattmetrului este $C = 10$ W/div.

*6*) Constructiv, circuitele de curent și de tensiune ale wattmetrului sînt dimensionate pentru anumite valori nominale ale curentului și tensiunii. Extinderea intervalului de măsurare se realizează pînă la 1200 V prin montarea în circuitul de tensiune a unor rezistențe adiționale. Pentru tensiuni mai mari decît 1 200 V se utilizează transformatoare de tensiune ; în acest caz tensiunea nominală a circuitului de tensiune al wattmetrului este în mod

uzual 100 V. La circuitul de curent se realizează extinderea intervalului prin comutarea secțiunilor bobinei fixe în montaj serie sau paralel, ceea ce permite modificarea curentului nominal în raportul 1 : 2 sau raporturile 1 : 2 : 4 ; extinderi mai mari se obțin prin utilizarea transformatoarelor de curent, în care caz curentul nominal al bobinei de curent a wattmetrului este 5 A sau 1 A.

7) Datorită dependenței deviației wattmetrului de factorul de putere se poate întîmpla, în cazul unei folosiri neatente în montajele de laborator, ca circuitele de curent și de tensiune să fie supraîncărcate și totuși deviația să nu depășească valoarea sa maximă. De aceea, este recomandabil să se folosească în același montaj cu wattmetrul, un ampermetru și un voltmetru pentru urmărirea în permanență a mărimilor din circuit, curent și tensiune, care nu trebuie să depășească limita superioară a intervalului de măsurare al circuitelor wattmetrului.

8) Schemele de montaj ale wattmetrului pentru măsurarea puterii active în circuitele monofazate sînt redate în figura 19.3.

Se măsoară puterea activă $P$ consumată de receptorul $Z$. Se folosesc următoarele notații :

$P_w$ — indicația wattmetrului ;
$I$ — valoarea efectivă a curentului indicat de ampermetru ;
$U$ — valoarea efectivă a tensiunii indicate de voltmetru ;
$R_V$ — rezistența internă a voltmetrului ;
$R_A$ — rezistența internă a ampermetrului ;
$R_w$ — rezistența circuitului de tensiune al wattmetrului ;
$r_w$ — rezistența bobinei de curent a wattmetrului ;

În funcție de modul de conectare a bobinei de tensiune a wattmetrului se disting 2 montaje : aval și amonte.

a) *Montajul amonte al wattmetrului.* Puterea indicată de wattmetru în montajul amonte (fig. 19.3, *a*) este :

$$P_w = \mathrm{Re}\{(\underline{U} + \underline{U}_w)\underline{I}^*_{w_1}\} = \mathrm{Re}\{(\underline{U} + \underline{U}_w)(\underline{I}^*_V + \underline{I}^*_z)\} =$$
$$= \mathrm{Re}\{\underline{U}\,\underline{I}^*_V\} + \mathrm{Re}\{\underline{U}\,\underline{I}^*_z\} + \mathrm{Re}\{\underline{U}_w(\underline{I}^*_V + \underline{I}^*_z)\}, \qquad (19.31)$$

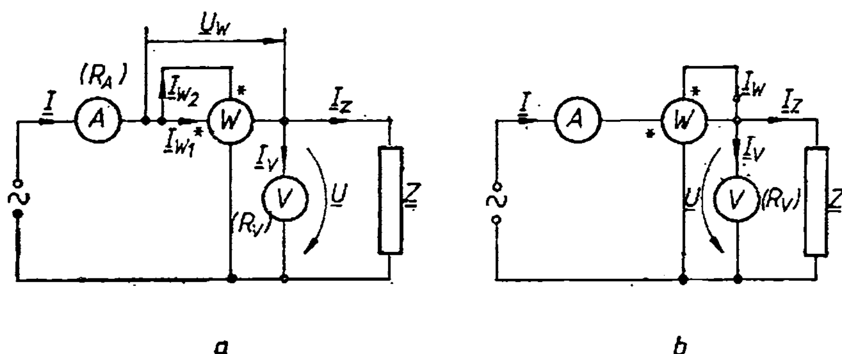



**Fig. 19.3.** Măsurarea puterii într-un circuit monofazat de c.a. cu wattmetrul : *a* — montaj amonte ; *b* — montaj aval.

în care:

$Re\{\underline{U}\underline{I}_V^*\} = \frac{U^2}{R_V}$ este puterea consumată de voltmetru;

$Re\{\underline{U}\underline{I}_z^*\} = P$ — puterea consumată de receptorul $Z$;

$Re\{\underline{U}_w(\underline{I}_V^* + \underline{I}_z^*)\} = Re\{\underline{U}_w\underline{I}_{w1}^*\} = r_w I^2$ — puterea consumată de bobina de curent a wattmetrului.

Înlocuind valorile obținute, relația (19.31) se scrie:

$$P = P_w - \frac{U^2}{R_V} - r_w I^2. \quad (19.32)$$

b) *Montajul aval al wattmetrului.* Puterea indicată de wattmetru în montajul aval (fig. 19.3, *b*) este:

$$P_w = Re\{\underline{U}\underline{I}^*\} = Re\{\underline{U}(\underline{I}_V^* + \underline{I}_w^* + \underline{I}_z^*)\} =$$
$$= Re\{\underline{U}\underline{I}_V^*\} + Re\{\underline{U}\underline{I}_w^*\} + Re\{\underline{U}\underline{I}_z^*\}, \quad (19.33)$$

în care:

$Re\{\underline{U}\underline{I}_V^*\} = \frac{U^2}{R_V}$ este puterea activă consumată de voltmetru;

$Re\{\underline{U}\underline{I}_w^*\} = \frac{U^2}{R_w}$ — puterea activă consumată de circuitul de tensiune al wattmetrului;

$Re\{\underline{U}\underline{I}_z^*\} = P$ — puterea activă consumată de receptorul $Z$.

Înlocuind valorile în relația (19.33) se obține:

$$P = P_w - \frac{U^2}{R_w} - \frac{U^2}{R_V}. \quad (19.34)$$

9) Puterea aparentă $S$ conform relației (19.19) se calculează ca produs al indicațiilor ampermetrului și voltmetrului. Dacă regimul este sinusoidal, cu relația (19.21) se poate calcula puterea reactivă:

$$Q = \sqrt{S^2 - P^2}.$$

### 19.2.2. MĂSURAREA PUTERII ACTIVE MONOFAZATE CU WATTMETRUL CONECTAT PE TRANSFORMATOARE DE MĂSURĂ

Atunci cînd tensiunile și curenții din circuitele în care trebuie măsurată puterea depășesc valorile nominale ale wattmetrului, se utilizează transformatoarele de măsură de curent și de tensiune. Transformatoarele de măsură de curent și de tensiune au valorile nominale ale mărimilor secundare 5 A (1 A) și respectiv 100 V.

După cum se utilizează un singur transformator de măsură (de curent sau de tensiune) sau ambele transformatoare, se disting *montaje semiindirecte* și repectiv *indirecte*, reprezentate în figura 19.4.

În aceste scheme, pentru ca wattmetrul să dea indicații în sensul normal al scării, se urmărește ca bornele polarizate ale wattmetrului să revină montate la același conductor al circuitului (prin intermediul bornelor corespunzătoare ale transformatoarelor de măsură). Pentru protecție împotriva pătrunderii accidentale a tensiunii înalte în circuitele de măsurare, cîte o bornă secundară a transformatoarelor de măsură se leagă la pămînt.

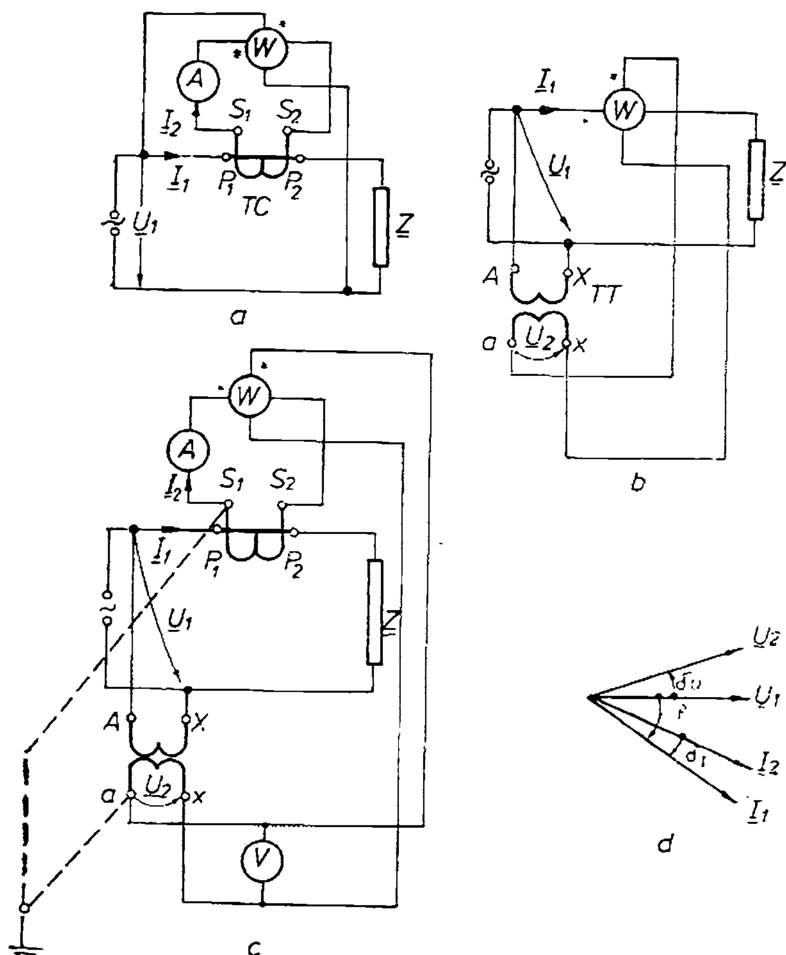



**Fig. 19.4. Măsurarea puterii cu scheme semiindirecte şi indirecte :**
*a* — montaj semiindirect cu transformator de măsură de curent ; *b* — montaj semiindirect cu transformator de măsură de tensiune ; *c* — montaj indirect de măsurare a puterii ; *d* — diagrama fazorială a montajului indirect.

Determinarea puterii măsurate în scheme semiindirecte şi indirecte se face de obicei neglijînd erorile transformatoarelor. Deci, în diagrama fazorială a circuitului din figura 19.4, *c*, se consideră curentul secundar $\underline{I}_2$ în fază cu curentul primar $\underline{I}_2$, iar tensiunea secundară $\underline{U}_2$ în fază cu tensiunea primară $\underline{U}_1$. De asemenea, rapoartele nominale de transformare $k_{un}$ şi $k_{in}$ ale transformatoarelor de măsură de tensiune şi de curent se conservă pentru valori ale parametrilor $U$ şi $I$ diferite de cele nominale. Puterea consumată de receptor este :

$$P_1 = U_1 I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_1 \underline{I}_1}) \tag{19.35}$$

iar puterea indicată de wattmetru :

$$P_w = U_2 I_2 \cos(\widehat{\underline{U}_2 \underline{I}_2}). \tag{19.36}$$

Prin raportarea celor două relații rezultă :

$$\frac{P_1}{P_w} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_1}{I_2} \cdot \frac{\cos(\widehat{\underline{U}_1\underline{I}_1})}{\cos(\widehat{\underline{U}_2\underline{I}_2})} = k_{un} \cdot k_{in}. \tag{19.37}$$

În concluzie, puterea consumată de receptor se poate calcula în funcție de indicația wattmetrului $P_w$ și de rapoartele nominale de transformare $k_{un}$ și $k_{in}$ ale transformatoarelor de măsură :

$$P_1 = k_{un} \cdot k_{in} \cdot P_w. \tag{19.38}$$

Prin particularizarea relației (19.38) valbilă pentru schema din figura 19.4, c, se pot determina expresiile puterii consumate în montaje semiindirecte :

— în cazul montajului semiindirect cu transformator de curent (fig. 19.4, *a*) :

$$P_1 = k_{in} \cdot P_w ; \tag{19.39}$$

— în cazul montajului semiindirect cu transformator de tensiune (fig. 19.4. *b*)

$$P_1 = k_{un} \cdot P_w. \tag{19.40}$$

La stabilirea relațiilor (19.37—19.40) s-au considerat transformatoare ideale (fără erori). Dacă însă, se consideră că transformatoarele au erori de unghi și de raport, se poate calcula eroarea la măsurarea puterii în montaj indirect. Erorile de raport ale transformatoarelor sînt :

$$\varepsilon_I = \frac{k_{in} I_2 - I_1}{I_1} \quad \text{și} \quad \varepsilon_U = \frac{k_{un} \cdot U_2 - U_1}{U_1} \tag{19.41}$$

iar erorile de unghi, considerate pozitive, sînt $\delta_I$ și $\delta_U$.

Din diagrama fazorială din figura 19.4, *d*, se deduce defazajul dintre mărimile secundare $\underline{U}_2$ și $\underline{I}_2$ și rezultă :

$$P_w = U_2 I_2 \cos(\delta_U + \varphi - \delta_I). \tag{19.42}$$

Deci puterea primară măsurată este :

$$P_{1m} = k_{in} \cdot k_{un} \cdot P_w = k_{in} \cdot k_{un} \cdot U_2 I_2 \cos(\delta_U + \varphi - \delta_I). \tag{19.43}$$

Puterea realmente consumată de receptor este :

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi. \tag{19.44}$$

Eroarea relativă comisă la măsurarea puterii este :

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = \frac{P_{1m} - P_1}{P_1} = \frac{k_{in} \cdot k_{un} \cdot U_2 I_2 \cos(\delta_U + \varphi - \delta_I) - U_1 I_1 \cos \varphi}{U_1 I_1 \cos \varphi} =$$

$$= \frac{k_{in} \cdot I_2}{I_1} \frac{k_{un} \cdot U_2}{U_1} \frac{\cos(\delta_U + \varphi - \delta_I)}{\cos \varphi} - 1. \tag{19.45}$$

Din relațiile (19.41) rezultă :

$$\frac{k_{in} \cdot I_2}{I_1} = 1 + \varepsilon_I ; \quad \frac{k_{un} \cdot U_2}{U_1} = 1 + \varepsilon_U$$

și înlocuind expresia (19.45) se obține :

$$\frac{\Delta P_1}{P_1} = (1 + \varepsilon_I)(1 + \varepsilon_U) \frac{\cos(\delta_U + \varphi - \delta_I)}{\cos \varphi} - 1 =$$

$$= (1 + \varepsilon_I)(1 + \varepsilon_U) \cos(\delta_U - \delta_I) [1 - \operatorname{tg} \varphi \cdot \operatorname{tg}(\delta_U - \delta_I)] - 1. \tag{19.46}$$

Deoarece erorile de unghi $\delta_U$ și $\delta_I$ sînt foarte mici la transformatoarele de măsură de precizie (de ordinul a zeci de minute), se poate considera cu suficient de bună aproximație $\cos(\delta_U - \delta_I) = 1$ și, neglijînd infiniții mici de ordin superior $\varepsilon_I \cdot \varepsilon_U$, $\varepsilon_I \operatorname{tg} \varphi \operatorname{tg}(\delta_U - \delta_I)$ și $\varepsilon_U \operatorname{tg} \varphi \operatorname{tg}(\delta_U - \delta_I)$, rezultă :

$$\frac{\Delta P_1}{P_1}[\%] = \varepsilon_I[\%] + \varepsilon_U[\%] - 0{,}0291\ (\delta_U - \delta_I) \operatorname{tg} \varphi. \qquad (19.47)$$

În relație, $\varepsilon_I$ și $\varepsilon_U$ sînt erorile de raport ; $\delta_I$ și $\delta_U$ sînt erorile de unghi ale transformatoarelor de curent și de tensiune în minute.

Expresia (19.47) arată că la măsurarea puterii intervin erorile de raport $\varepsilon_I$, $\varepsilon_U$ și de unghi $\delta_I$ și $\delta_U$ ale celor două transformatoare. Termenul $(\delta_U - \delta_I)$ începe să aibă importanță cînd $\operatorname{tg} \varphi$ devine foarte mare, deci cînd $\varphi \to \pi/2$ (de exemplu, la măsurarea puterii unui transformator în gol).

### 19.2.3. MĂSURAREA INDIRECTĂ A PUTERII ACTIVE CU AJUTORUL OSCILOSCOPULUI CATODIC

Principiul de măsurare a puterii cu osciloscopul catodic constă în aplicarea pe una dintre perechile de plăci ale acestuia a unei tensiuni proporționale cu curentul prin receptor, culeasă de la bornele unui condensator $C$ montat în serie cu impedanța $\underline{Z}$ ; pe cealaltă pereche de plăci se aplică tensiunea de la bornele consumatorului $\underline{Z}$, a cărui putere se măsoară (fig. 19.8). Valoarea condensatorului $C$ se alege astfel încît $X_c = \dfrac{1}{\omega C} \ll Z$, pentru ca montajul să nu perturbe funcționarea circuitului monofazat.

Cele două tensiuni avînd aceeași frecvență, pe ecran apare o elipsă. Aria elipsei este :

$$A = \int u_y \mathrm{d}u_x. \qquad (19.48)$$

Dar :

$$u_y = S_y \cdot u$$

$$u_x = S_x \cdot u_c, \text{ iar } \mathrm{d}u_x = S_x \cdot \mathrm{d}u_c = S_x \cdot \frac{1}{C} \cdot i\mathrm{d}t, \qquad (19.49)$$

unde $S_x$ și $S_y$ sînt sensibilitățile de deflexie pe axa $X$, respectiv $Y$.

Înlocuind relațiile (19.49) în (19.48) se obține :

$$A = \int S_x S_y \frac{1}{C} ui\mathrm{d}t = S_x S_y \frac{1}{C} T \cdot \frac{1}{T} \int ui\mathrm{d}t = \frac{S_x S_y}{fC} P, \qquad (19.50)$$

în care $f = \dfrac{1}{T}$ este frecvența tensiunii de alimentare.

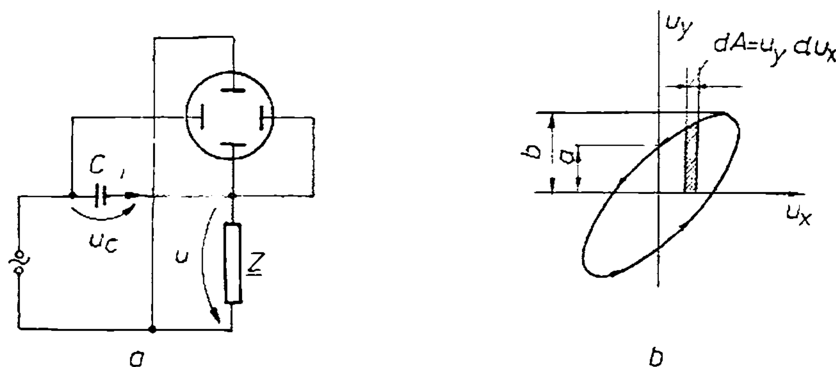



Fig. 19.8. Măsurarea puterii active cu osciloscopul catodic.

Deci, aria elipsei este proporțională cu puterea activă consumată de receptorul $Z$. Rezultă :

$$P = \frac{fC}{S_x S_y} A. \quad (19.51)$$

*Concluzie*

Puterea activă se poate calcula planimetrînd aria elipsei vizualizată pe ecranul osciloscopului.

Defazajul se poate obține din relația:

$$\cos\varphi = \frac{a}{b}. \quad (19.52)$$

## 19.3. TEOREMA GENERALIZATĂ (BLONDEL) REFERITOARE LA MĂSURAREA PUTERILOR ACTIVĂ ȘI REACTIVĂ PRIN METODA CELOR $n$ ȘI $n-1$ WATTMETRE ȘI VARMETRE, ÎN CIRCUITE POLIFAZATE CU $n$ CONDUCTOARE

Se consideră cazul general al unui receptor constituit din impedanțe liniare formînd o rețea cu $n$ noduri, alimentată printr-un circuit polifazat cu $n$ conductoare (fig. 19.6). Puterea aparentă complexă totală $\underline{S}$ este egală cu suma a $n$ puteri aparente parțiale date de potențialele nodurilor $\underline{V}_1, \underline{V}_2, \ldots \underline{V}_n$, cu curenții de linie $\underline{I}_1, \underline{I}_2, \ldots \underline{I}_n$ :

$$\underline{S} = \underline{V}_1\underline{I}_1^* + \underline{V}_2\underline{I}_2^* + \underline{V}_k\underline{I}_k^* \ldots + \underline{V}_n\underline{I}_n^*. \quad (19.53)$$

Potențialele nodurilor se pot exprima în funcție de diferențele de potențial față de un punct $N$ de potențial oarecare și expresia (19.53) devine :

$$\underline{S} = \underline{U}_{1N}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N}\underline{I}_2^* + \ldots + \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^* + \ldots + \underline{U}_{nN}\underline{I}_n^*. \quad (19.54)$$

Deoarece puterea activă $P$ este partea reală a puterii aparente complexe rezultă :

$$P = \mathrm{Re}\{\underline{S}\} = \mathrm{Re}\{\underline{U}_{1N}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N}\underline{I}_2^* + \ldots + \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^* + \ldots + \underline{U}_{nN}\underline{I}_n^*\} =$$

$$= U_{1N}I_1\cos(\widehat{\underline{U}_{1N}\underline{I}_1}) + U_{2N}I_2\cos(\widehat{\underline{U}_{2N}\underline{I}_2}) + \ldots + U_{kN}I_k\cos(\widehat{\underline{U}_{kN}\underline{I}_k}) +$$

$$+ \ldots + U_{nN}I_n\cos(\widehat{\underline{U}_{nN}\underline{I}_n}) = \sum_{k=1}^{n} U_{kN}I_k\cos(\widehat{\underline{U}_{kN}\underline{I}_k}) =$$

$$= P_1 + P_2 + \ldots + P_k + \ldots + P_n = \sum_{k=1}^{n} P_k. \quad (19.55)$$

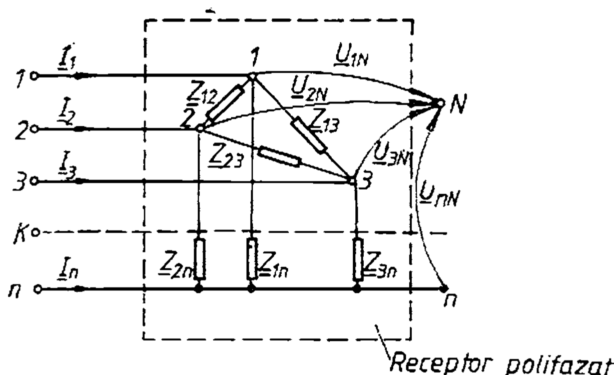



Fig. 19.6. Circuit polifazat cu $n$ conductoare.

Deoarece puterea reactivă $Q$ este partea imaginară a puterii aparente complexe, rezultă :

$$Q = Im\{\underline{S}\} = I_m(\underline{U}_{1N}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N}\underline{I}_2^* + \dots + \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^* + \dots + \underline{U}_{nN}\underline{I}_n^*) =$$

$$= U_{1N}I_1 \sin(\widehat{\underline{U}_{1N}\underline{I}_1}) + U_{2N}I_2 \sin(\widehat{\underline{U}_{2N}\underline{I}_2}) + \dots + U_{kN}I_k \sin(\widehat{\underline{U}_{kN}\underline{I}_k}) + \dots +$$

$$+ U_{nN}I_n \sin(\widehat{\underline{U}_{nN}\underline{I}_n}) = \sum_{k=1}^{n} U_{kN}I_k \sin(\widehat{\underline{U}_{kN}\underline{I}_k}) = Q_1 + Q_2 +$$

$$+ \dots + Q_k + \dots + Q_n = \sum_{k=1}^{n} Q_k. \tag{19.56}$$

Relațiile (19.55) și (19.56) se numesc expresiile cu $n$ termeni ale puterii active, respectiv reactive, într-un circuit polifazat cu $n$ conductoare.

*Observații*

*1*) Puterea activă $P$, respectiv puterea reactivă $Q$ totală, consumată de un receptor $n$ — fazat alimentat printr-o linie cu $n$ conductoare, este egală cu suma a „$n$“ puteri active monofazate (respectiv reactive monofazate), date de diferențele de potențial $U_{1N}$, $U_{2N} \dots U_{nN}$ între cele $n$ conductoare, și un punct $N$ de potențial oarecare, cu curenții de linie $I_1$, $I_2, \dots I_n$.

*2*) Puterea activă $P$, respectiv reactivă $Q$, într-un circuit polifazat cu $n$ conductoare, se poate măsura prin metoda celor $n$ wattmetre, respectiv varmetre, montate ca în figura 19.7, și anume : bobinele de curent ale aparatelor se montează în serie pe fiecare fază, respectînd polaritatea ; circuitele de tensiune se conectează cu borna polarizată la același conductor la care se află și borna polarizată de curent, cealaltă extremitate fiind legată la punctul comun $N$.

*3*) Dacă $P_1$, $P_2, \dots P_n$, resectiv $Q_1$, $Q_2, \dots Q_n$ sînt indicațiile celor $n$ wattmetre, respectiv varmetre, suma $P = P_1 + P_2 + \dots + P_n$ reprezintă puterea activă totală, iar suma $Q = Q_1 + Q_2 + \dots + Q_n$ puterea reactivă totală. Indicațiile individuale ale fiecărui aparat nu au o semnificație fizică reală, dar suma lor reprezintă puterea activă (sau reactivă) totală consumată de receptorul polifazat. De remarcat că unele din indicații pot fi în sens contrar

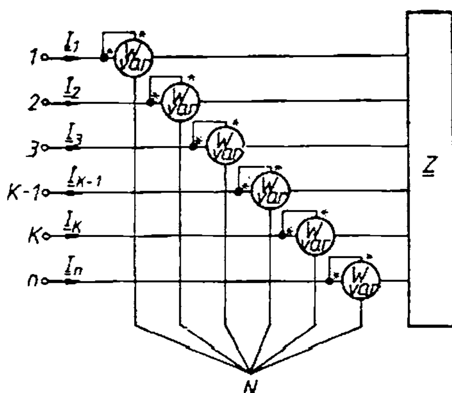



**Fig. 19.7.** Metoda celor $n$ wattmetre (varmetre) pentru măsurarea puterii active (reactive) într-un circuit polifazat cu $n$ conductoare.

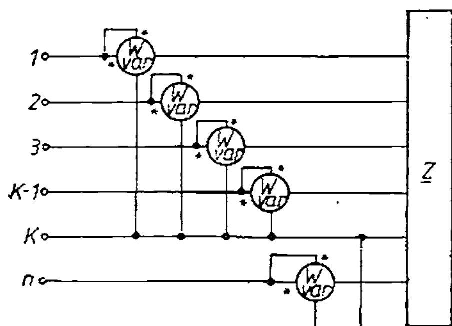



Fig. 19.8. Metoda celor $n-1$ wattmetre (varmetre).

gradațiilor scării aparatelor — (pentru wattmetre cînd defazajul $(\widehat{\underline{U}_{kN}\underline{I}_k})$ este $> +\pi/2$) ; pentru citirea indicațiilor se inversează legăturile la circuitul de tensiune, iar puterea se consideră cu semnal minus.

4) Potențialul punctului $N$ fiind arbitrar, rezultă că i se poate da potențialul oricăreia dintre faze. Dacă se alege $N \equiv k$ (potențialul fazei $k$), tensiunile $\underline{U}_{kN}$ devin tensiunile de linie ale circuitului:

$$(\underline{U}_{1N} = \underline{U}_{1k}\,;\;\; \underline{U}_{2N} = \underline{U}_{2k}\,;\ldots\underline{U}_{kN} = \underline{U}_{kk} = 0\,;\;\; \underline{U}_{nN} = \underline{U}_{nk}).$$

Relațiile (19.55) și (19.56) devin :

$$P = U_{1k}I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{1k}\underline{I}_1}) + U_{2k}I_2 \cos(\widehat{\underline{U}_{2k}\underline{I}_2}) + \ldots + U_{nk}I_n \cos(\widehat{\underline{U}_{nk}\underline{I}_n}) \tag{19.57}$$

$$Q = U_{1k}I_1 \sin(\widehat{\underline{U}_{1k}\underline{I}_1}) + U_{2k}I_2 \sin(\widehat{\underline{U}_{2k}\underline{I}_2}) + \ldots + U_{nk}I_n \sin(\widehat{\underline{U}_{nk}\underline{I}_n}). \tag{19.58}$$

Relațiile (19.57) și (19.58) se numesc expresiile cu $n-1$ termeni ale puteri active, respectiv reactive, într-un circuit polifazat cu $n$ conductoare. Deci, puterea activă, respectiv reactivă, se va putea măsura și prin metoda celor $n-1$ wattmetre, respectiv varmetre, conectate ca în figura 19.8, renunțîndu-se la aparatul de pe faza de referință, deoarece $\underline{U}_{kk} = 0$ (bobinele de curent în serie pe fazele 1, 2...$k-1$, $k+1$,...$m$, iar circuitele de tensiune se alimentează cu diferențele de potențial între diversele conductoare și faza $k$ de referință). Evident, există „n" variante ale metodei celor „n − 1" aparate deoarece ca fază de referință se poate alege oricare conductor.

*Concluzii*

1) Teorema lui Blondel referitoare la măsurarea puterilor active și reactive este general valabilă : *a*) pentru orice circuit polifazat, *indiferent de gradul de nesimetrie al tensiunilor* de alimentare și *de gradul de dezechilibru al curenților de linie* ; *b*) pentru orice receptor.

2) Dacă se modifică potențialul punctului $N$, legîndu-l pe rînd la fiecare dintre cele n conductoare (faze), indicațiile celor $n$ aparate conectate pe fiecare fază se vor schimba, dar suma lor rămîne mereu constantă, deoarece reprezintă puterea totală activă sau reactivă absorbită de receptor.

3) Numărul $n$ reprezintă numărul maxim de aparate care are sens să fie utilizate pentru măsurarea puterii active (respectiv reactive) totale într-un circuit cu $n$ conductoare ; numărul $n-1$ de wattmetre, respectiv varmetre, reprezintă numărul minim de aparate care pot fi uzilizate în circuit.

4) În cazul simetriei totale a circuitului, indicațiile celor $n$ wattmetre sau varmetre, (presupuse ientice), devin egale, astfel încît poate fi păstrat un singur aparat; pentru determinarea puterii totale se multiplică indicația acestuia cu $n$.

## 19.4. MĂSURAREA PUTERII ACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE FĂRĂ CONDUCTOR NEUTRU

Conform teoremei generalizate Blondel, puterea activă:

$$P = \mathrm{Re}\{\underline{S}\} = \mathrm{Re}\{\sum_{k=1}^{3} \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^*\} \tag{19.59}$$

se poate măsura:

1) prin *metoda celor 3 wattmetre* ($n = 3$), dacă potențialul punctului $N$ este oarecare;

2) prin *metoda celor 2 wattmetre* ($n - 1 = 2$), dacă se dă lui $N$ potențialul uneia dintre faze.

Ambele metode sînt valabile în orice circuit trifazat fără conductor neutru, indiferent de gradul de nesimetric al tensiunilor și gradul de dezechilibru al curenților.

### 19.4.1. METODA CELOR TREI WATTMETRE

Expresia cu $n = 3$ termeni a teoremei generalizate Blondel pentru măsurarea puterii active este:

$$P = \mathrm{Re}(\underline{U}_{1N}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{3N}\underline{I}_3^*) = U_{1N}I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{1N}\underline{I}_1}) + $$
$$+ U_{2N}I_2 \cos(\widehat{\underline{U}_{2N}\underline{I}_2}) + U_{3N}I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{3N}\underline{I}_3}) = P_1 + P_2 + P_3. \tag{19.60}$$

Schema de montaj a wattmetrelor se prezintă în figura 19.9.

— Dacă wattmetrele sînt identice, adică circuitele lor de tensiune au aceeași rezistență, punctul $N$ își va lua un potențial, astfel încît să se situeze în centrul de greutate al triunghiului tensiunilor nesimetrice $\underline{U}_{12}$, $\underline{U}_{23}$, $\underline{U}_{31}$. Puterea totală va fi dată de relația (19.60), indicațiile $P_1$, $P_2$ și $P_3$ ale wattmetrelor neavînd fiecare în parte o semnificație fizică reală.

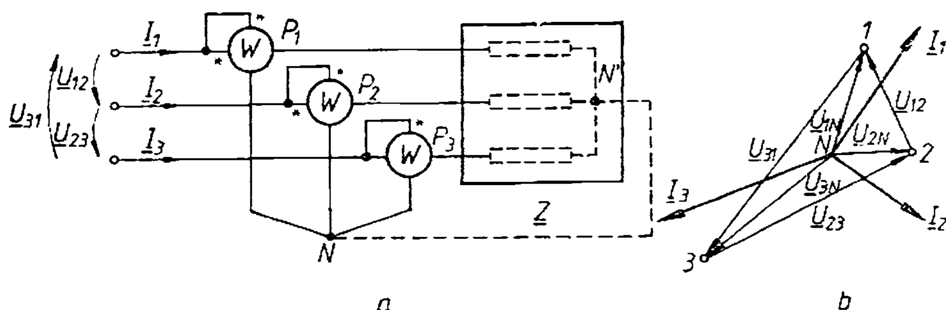



**Fig. 19.9. Metoda celor trei wattmetre:**
*a* — schema de montaj; *b* — diagrama fazorială.

— Dacă receptorul $\underline{Z}$ este în stea şi se dă punctului $N$ potenţialul neutrului $N'$ al stelei (legătura punctată în fig. 19.9, *a*), indicaţia fiecărui wattmetru în parte are semnificaţie fizică, corespunzînd puterii active consumate pe o fază.

### 19.4.2. METODA UNUI SINGUR WATTMETRU (CAZ PARTICULAR AL METODEI CELOR TREI WATTMETRE)

Dacă circuitul este alimentat cu tensiuni simetrice şi este parcurs de curenţi echilibraţi, atunci $\underline{U}_{kN} = \underline{E}_k$, $\underline{E}_k$ fiind tensiunile stelate simetrice (fig. 19.9, *b*) şi relaţia (19.59) devine:

$$P = \mathrm{Re}\{\underline{S}\} = \mathrm{Re}\{\sum_{k=1}^{3} \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^*\} = \mathrm{Re}\{\sum_{k=1}^{3} \underline{E}_k\underline{I}_k^*\}. \qquad (19.61)$$

Deoarece $E_1 = E_2 = E_3 = E$ şi $I_1 = I_2 = I_3 = I$, $\sphericalangle(\underline{E}\underline{I}) = \varphi$, relaţia (19.61) devine:

$$P = 3EI\cos\varphi = 3P_1 = \sqrt{3}UI\cos\varphi. \qquad (19.62)$$

Conform relaţiei (19.62) cele 3 wattmetre ar da indicaţii identice şi, în consecinţă, este suficient să se utilizeze un singur wattmetru a cărui indicaţie $P_1$ se multiplică cu 3 pentru obţinerea puterii active totale. Wattmetrul trebuie montat astfel încît bobina lui de curent să fie parcursă de curentul unei faze, iar circuitului de tensiune să i se aplice tensiunea stelată simetrică $E$. Pentru obţinerea acestei tensiuni, trebuie creat un punct neutru artificial $N$, prin conectarea a 3 rezistenţe de valori egale $R$. Două rezistenţe vor avea deci valoarea $R$, iar cea de a treia înseriată cu circuitul de tensiune al wattmetrului, va avea valoarea $R - R_w$ (fig. 19.10, *a*).

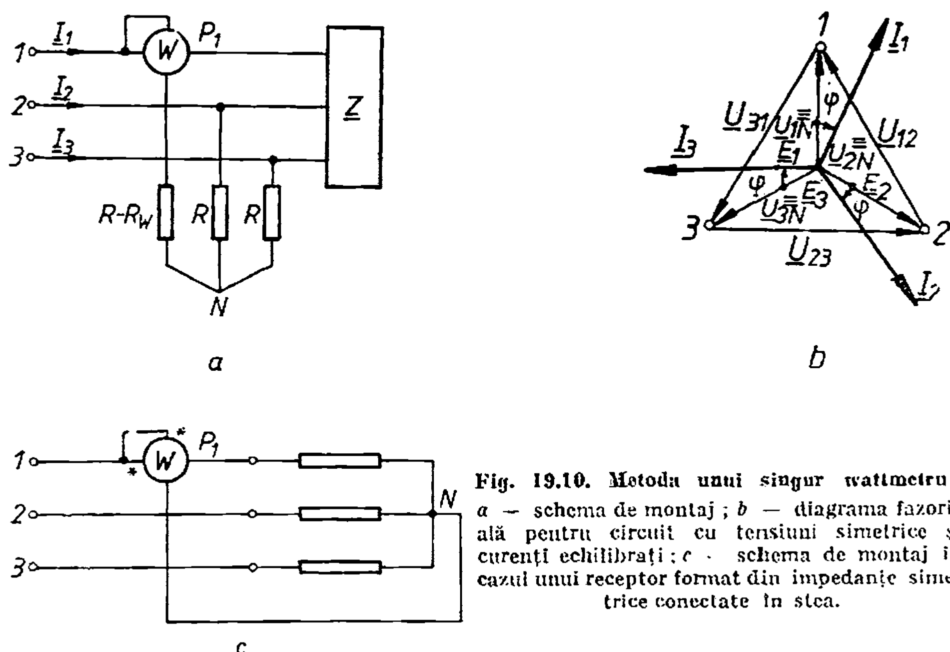



**Fig. 19.10.** Metoda unui singur wattmetru: *a* — schema de montaj; *b* — diagrama fazorială pentru circuit cu tensiuni simetrice şi curenţi echilibraţi; *c* — schema de montaj în cazul unui receptor format din impedanţe simetrice conectate în stea.

*Observații*

*1)* Metoda unui singur wattmetru nu se aplică la măsurarea puterii microreceptoarelor (prezența aparatului pe una din faze produce o nesimetrie a sistemului de tensiuni aplicat receptorului).

*2)* Dacă punctul neutru al receptorului este accesibil (sarcina simetrică montată în stea), wattmetrul poate fi conectat cu borna polarizată la acest punct neutru, rezistențele auxiliare nemaifiind necesare (fig. 19.10, *c*).

### 19.4.3. METODA CELOR DOUĂ WATTMETRE. WATTMETRUL ELECTRODINAMIC TRIFAZAT

Dacă se adoptă $N \equiv 2$, wattmetrele se montează conform relației

$$P = U_{12}I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_1}) + U_{32}I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{32}\underline{I}_3}) = P_1 + P_2 \qquad (19.63)$$

și rezultă schema din figura 19.11, *a* și diagrama fazorială din figura 19.11, *b* pentru cazul unui circuit cu tensiuni nesimetrice și curenți dezechilibrați.

Pentru cazul particular al circuitului cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați (fig. 19.11, *c*) se observă că :

$$U_{12} = U_{32} = U \ ; \ I_1 = I_3 = I \ ; \ \cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_1}) = \cos(30^\circ + \varphi) \ ; \ \cos(\widehat{\underline{U}_{32}\underline{I}_3}) = \cos(30^\circ - \varphi).$$

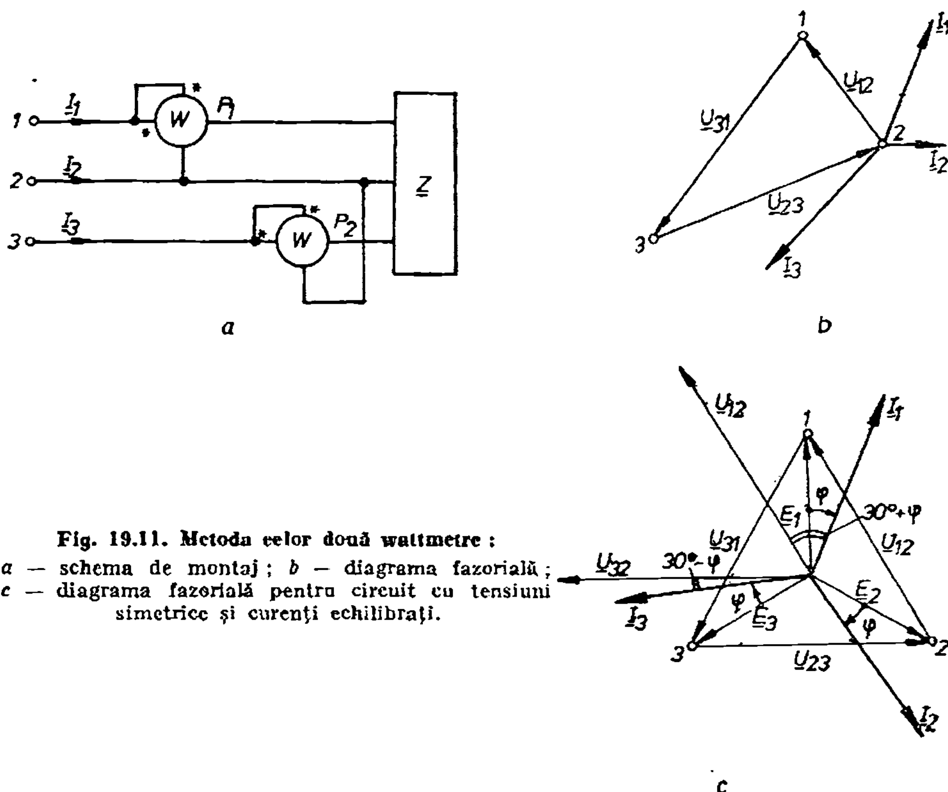



**Fig. 19.11. Metoda celor două wattmetre :**
*a* — schema de montaj ; *b* — diagrama fazorială ; *c* — diagrama fazorială pentru circuit cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați.

Expresia (19.63) devine deci :

$$P = UI\cos(30^\circ + \varphi) + UI\cos(30^\circ - \varphi) = P_1 + P_2 ; \tag{19.64}$$

cu :

$$P_1 = UI\cos(30^\circ + \varphi) ; \; P_2 = UI\cos(30^\circ - \varphi). \tag{19.65}$$

*Observații*

*1)* Pentru un receptor capacitiv, în expresiile puterilor $P_1$ și $P_2$ se modifică semnul defazajului $\varphi$ ;

*2)* Din expresiile (19.65) se pot calcula :

*a)* puterea activă trifazată

$$P = P_1 + P_2 = \sqrt{3}UI\cos\varphi \tag{19.66}$$

*b)* puterea reactivă trifazată

$$Q = \sqrt{3}(P_2 - P_1) = \sqrt{3}UI\sin\varphi ; \tag{19.67}$$

*c)* defazajul receptorului

$$\mathrm{tg}\,\varphi = \frac{Q}{P} = \sqrt{3}\cdot\frac{P_2 - P_1}{P_1 + P_2}. \tag{19.68}$$

*3)* Pentru un receptor pur rezistiv, $\varphi = 0$, indicațiile celor 2 wattmetre sînt egale, $P_1 = P_2$. Pentru un receptor pur reactiv, $\varphi = 90^\circ$, puterile măsurate de cele 2 wattmetre sînt egale și de semn contrar, deci puterea activă trifazată este nulă.

*4)* Pentru măsurarea puterii active trifazate cu un singur aparat s-au construit *wattmetre trifazate.*

Un wattmetru trifazat se compune din 2 wattmetre electrodinamice monofazate identice, avînd bobinele de tensiune montate pe același ax.

Cele 2 wattmetre monofazate sînt conectate conform relației (19.63) (fig. 19.12).

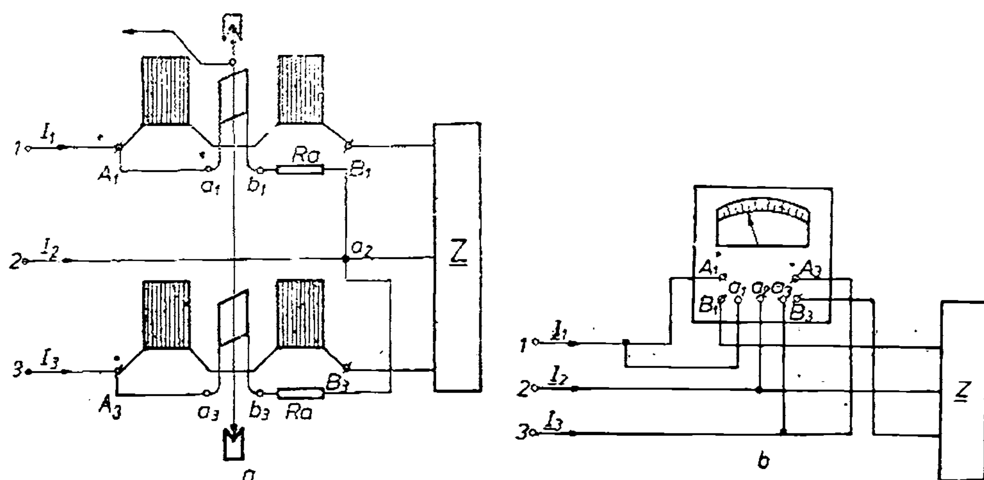



**Fig. 19.12. Wattmetrul trifazat pentru măsurarea puterii active în circuite trifazate fără conductor neutru :**

*a* — schema de principiu ; *b* — conectarea wattmetrului trifazat în circuit.

Notînd cu $Ma_1$ și $Ma_2$ momentele cuplului activ al primului și al celui de-al doilea wattmetru monofazat, rezultă $Ma = Ma_1 + Ma_2$ ; ținînd seama de relațiile (19.28) și (19.63) se obține :

$$\alpha = K'[U_{12}I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_1}) + U_{32}I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{32}\underline{I}_3}) = K'P. \quad (19.69)$$

Limita maximă a intervalului de măsurare a wattmetrului trifazat de laborator corespunde folosirii lui ca wattmetru monofazat cu bobinele de curent în serie și circuitele de tensiune în paralel. Deci puterea maximă pe care o poate măsura aparatul este :

$$P_{max} = 2U_nI_n. \quad (19.70)$$

Constanta wattmetrului trifazat rezultă :

$$C_{trif} = \frac{P_{max}}{\alpha_{max}} = \frac{2U_nI_n}{\alpha_{max}}. \quad (19.71)$$

($U_n$ și $I_n$ sînt valorile nominale de tensiune și de curent pentru care este construit wattmetrul, iar $\alpha_{max}$ — numărul maxim de diviziuni al scării de măsurare).

## 19.5. MĂSURAREA PUTERII ACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE CU CONDUCTOR NEUTRU

În cazul unui circuit trifazat cu conductor neutru, relația (19.55) devine :

$$P = \mathrm{Re}\{\underline{S}\} = \mathrm{Re}\{\sum_{k=1}^{4} \underline{U}_{kN}\underline{I}_k^*\}. \quad (19.72)$$

Conform teoremei lui Blondel, puterea activă se poate măsura :

*1)* prin *metoda celor 4 wattmetre* ($n = 4$), dacă potențialul punctului $N$ este oarecare ;

*2)* prin *metoda celor 3 wattmetre* ($n - 1 = 3$), dacă se dă lui $N$ potențialul uneia dintre fazele 1, 2, 3 sau 0.

Cea mai folosită metodă de măsurare a puterii active utilizează 3 wattmetre, lui $N$ dîndu-i-se potențialul neutrului, deci $N \equiv 0$. Relația (19.72) devine :

$$P = \mathrm{Re}\{\underline{U}_{10}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{20}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{30}\underline{I}_3^*\} = P_1 + P_2 + P_3, \quad (19.73)$$

unde $P_1$, $P_2$, $P_3$ reprezintă puterile măsurate de cele 3 wattmetre, conectate ca în figura 19.13, *a*.

În figura 19.13, *b* se prezintă conectarea wattmetrului trifazat pentru circuite trifazate cu conductor neutru.

În cazul unui circuit trifazat cu conductor neutru, cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați, (diagrama fazorială din fig. 19.14, *b*) la care :

$$U_{10} = U_{20} = U_{30}\,;\; I_1 = I_2 = I_3 \text{ și } \cos(\widehat{\underline{U}_{10}\underline{I}_1}) = \cos(\widehat{\underline{U}_{20}\underline{I}_2}) = \cos(\widehat{\underline{U}_{30}\underline{I}_3})$$

se constată că relația (19.73) devine :

$$P = 3U_{10}I_1 \cos\varphi = 3P_1. \quad (19.74)$$

Deci, puterea activă se va măsura cu un singur wattmetru, (fig. 19.14, *a*), a cărui indicație se va multiplica cu 3 (rel. 19.74).

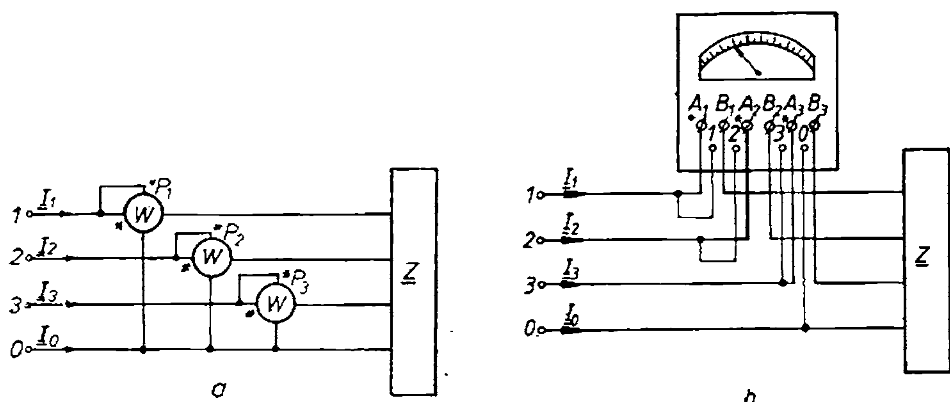



**Fig. 19.13. Măsurarea puterii active într-un circuit trifazat cu conductor neutru :**
*a* — metoda celor trei wattmetre ; *b* — wattmetrul trifazat pentru circuite trifazate cu conductor neutru.

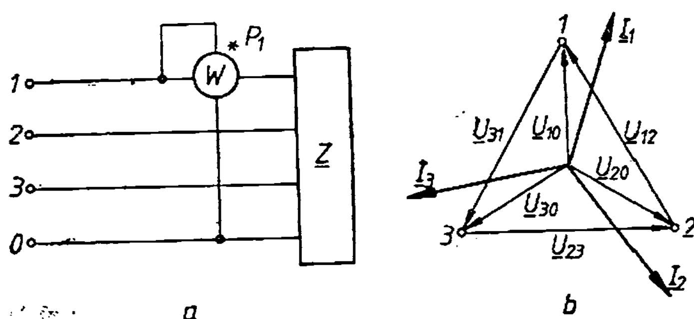



**Fig. 19.14. Măsurarea puterii active într-un circuit trifazat cu conductor neutru, cu tensiuni simetrice şi curenţi echilibraţi :**
*a* — metoda unui singur wattmetru ; *b* — diagrama fazorială.

## 19.6. MĂSURAREA PUTERII REACTIVE ÎN CIRCUITELE ELECTRICE DE CURENT ALTERNATIV CU AJUTORUL WATTMETRELOR

Se consideră un circuit monofazat de c.a., alimentat cu tensiunea $u = U\sqrt{2}\sin\omega t$ şi parcurs de un curent $i = I\sqrt{2}\sin(\omega t - \varphi)$. Dacă bobina de curent a wattmetrului este parcursă de curentul $\underline{I}$, se pune problema găsirii unei tensiuni auxiliare $\underline{U}'$, cu care să se alimenteze circuitul de tensiune, (fig. 19.15, *a*) astfel încît wattmetrul să măsoare puterea reactivă consumată în circuit :

$$Q = \mathrm{Im}\{\underline{U}\underline{I}^*\} = UI\sin\varphi.$$

Se consideră că tensiunea auxiliară $U'$, de aceeaşi frecvenţă cu $U$, este defazată cu $\pi/2$ în urmă faţă de $\underline{U}$ (fig. 19.15, *b*).

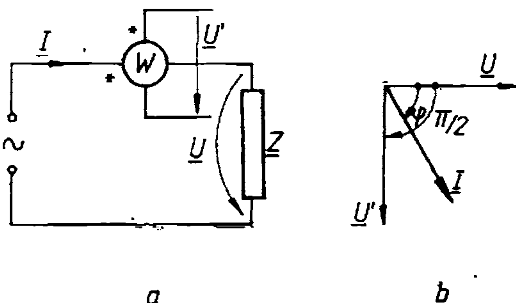



**Fig. 19.15.** Măsurarea puterii reactive cu wattmetrul alimentat cu o tensiune auxiliară:
*a* — schema de principiu; *b* — diagrama fazorială.

Deviația $\alpha$ a wattmetrului, conform relației (19.28) este:

$$\alpha = K'U'I\cos(\widehat{\underline{U}'\underline{I}}) = K'U'I\cos(90° - \varphi) = K'U'I\sin\varphi =$$
$$= K'\frac{U'}{U}\cdot UI\sin\varphi = K'\cdot\frac{U'}{U}\cdot Q. \qquad (19.75)$$

Dar wattmetrul măsoară o putere activă monofazată:

$$P' = \mathrm{Re}\{\underline{U}'\underline{I}^*\}, \text{ adică } \alpha = K'\cdot P'. \qquad (19.76)$$

Egalînd relațiile (19.75) și (19.76) rezultă:

$$\frac{U'}{U}Q = P', \quad \text{adică} \quad Q = \frac{U}{U'}P'$$

sau:

$$Q = \mathrm{Im}\{\underline{U}\underline{I}^*\} = \frac{U}{U'}\mathrm{Re}\{\underline{U}'\underline{I}^*\} = \frac{U}{U'}P' = kP' \quad \text{cu} \quad k = \frac{U}{U'}. \qquad (19.77)$$

*Observații*

*1)* Din relația (19.77) se constată că, alimentînd circuitul de tensiune al wattmetrului cu o tensiune auxiliară $\underline{U}'$ defazată cu 90° în urma tensiunii $\underline{U}$ de la bornele receptorului, puterea reactivă $Q$ se obține multiplicînd puterea activă $P'$ citită la wattmetru, cu un coeficient $k$ dat de raportul valorilor efective ale tensiunii $U$ și tensiunii auxiliare $U'$.

*2)* Puterea reactivă se poate măsura cu ajutorul wattmetrelor numai în circuite trifazate alimentate cu tensiuni simetrice.

## 19.7. MĂSURAREA PUTERII REACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE FĂRĂ CONDUCTOR NEUTRU

Se consideră tensiunile de alimentare simetrice. Măsurarea puterii reactive se poate face prin *metoda celor 3 wattmetre* și prin *metoda celor 2 wattmetre*, în cazul general al sistemului de curenți dezechilibrați.

### 19.7.1. METODA CELOR TREI WATTMETRE

Teorema lui Blondel (expresia cu $n = 3$ termeni) referitoare la măsurarea puterii reactive este:

$$Q = \mathrm{Im}\{\underline{S}\} = \mathrm{Im}\{\sum_{k=1}^{3}\underline{U}_{kN}\underline{I}_k^*\} = \mathrm{Im}\{\underline{U}_{1N}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{2N}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{3N}\underline{I}_3^*\} =$$
$$= \mathrm{Im}\{\underline{E}_1\underline{I}_1^* + \underline{E}_2\underline{I}_2^* + \underline{E}_3\underline{I}_3^*\} = Q_1 + Q_2 + Q_3. \qquad (19.78)$$

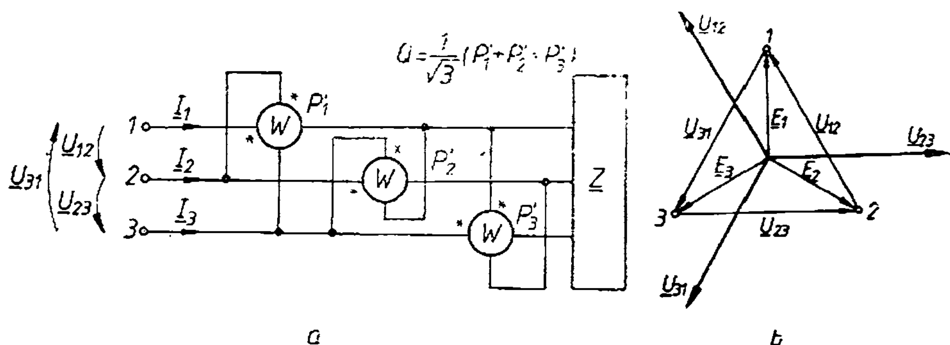



**Fig. 19.16. Metoda celor trei wattmetre pentru măsurarea puterii reactive într-un circuit trifazat fără conductor neutru :**

*a* — schema de montaj ; *b* — diagrama fazorială.

În conformitate cu relația (19.77) :

$$Q = \frac{E_1}{U_1'}\text{Re}\{\underline{U}_1'\underline{I}_1^*\} + \frac{E_2}{U_2'}\text{Re}\{\underline{U}_2'\underline{I}_2^*\} + \frac{E_3}{U_3'}\text{Re}\{\underline{U}_3'\underline{I}_3^*\}. \qquad (19.79)$$

Urmează să se determine din diagrama fazorială din figura 19.16, *b* tensiunile auxiliare $\underline{U}_1'$, $\underline{U}_2'$ și $\underline{U}_3'$ defazate cu $\pi/2$ în furmă față de tensiunile stelate de fază $\underline{E}_1$, $\underline{E}_2$ și respectiv $\underline{E}_3$.

Rezultă : $\underline{U}_1' = \underline{U}_{23}$ ; $\underline{U}_2' = \underline{U}_{31}$ ; $\underline{U}_3' = \underline{U}_{12}$.

Deoarece $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$ și $E_1 = E_2 = E_3 = E$, se observă că :

$$\frac{E_1}{U_{23}} = \frac{E_2}{U_{31}} = \frac{E_3}{U_{12}} = \frac{E}{U} = \frac{1}{\sqrt{3}} \quad \text{și deci :}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}[\text{Re}\{\underline{U}_{23}\underline{I}_1^*\} + \text{Re}\{\underline{U}_{31}\underline{I}_2^*\} + \text{Re}\{\underline{U}_{12}\underline{I}_3^*\}] = \frac{1}{\sqrt{3}}(P_1' + P_2' + P_3').$$

(19.80)

Montajul celor 3 wattmetre rezultă în conformitate cu relația (19.80) (fig. 19.16, *a*).

În cazul particular al *sistemului de curenți echilibrați*, cînd $I_1 = I_2 = I_3 = I$, puterea reactivă este :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}}[U_{23}I_1\cos(\widehat{\underline{U}_{23}\underline{I}_1}) + U_{31}I_2\cos(\widehat{\underline{U}_{31}\underline{I}_2}) + U_{12}I_3\cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_3})] =$$

$$= \frac{3}{\sqrt{3}}U_{23}I_1\cos(\widehat{\underline{U}_{23}\underline{I}_1}) = \sqrt{3}P_1. \qquad (19.81)$$

Deoarece cele 3 wattmetre dau indicații identice, metoda celor 3 wattmetre se transformă în metoda unui singur wattmetru (fig. 19.17).

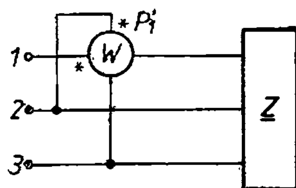



**Fig. 19.17. Metoda unui singur wattmetru pentru măsurarea puterii reactive într-un circuit trifazat fără conductor neutru.**

### 19.7.2. METODA CELOR DOUĂ WATTMETRE

Expresia cu 2 termeni a teoremei Blondel, admițînd că se dă punctului $N$ potențialul fazei a 2-a, este :

$$Q = \mathrm{Im}\{\underline{U}_{12}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{32}\underline{I}_3^*\} = Q_1 + Q_2 \tag{19.82}$$

sau

$$Q = \frac{U_{12}}{U'_{12}}\mathrm{Re}\{\underline{U}'_{12}\underline{I}_1^*\} + \frac{U_{32}}{U'_{32}}\mathrm{Re}\{\underline{U}'_{32}\underline{I}_3^*\}. \tag{19.83}$$

Din diagrama fazorială din figura 19.16, *b* se constată că tensiunea $\underline{U}'_{12}$ defazată cu $\pi/2$ în urmă față de $\underline{U}_{12}$ este $-\underline{E}_3$, iar tensiunea $\underline{U}'_{32}$ defazată cu $\pi/2$ în urmă față de $\underline{U}_{32}$ este $\underline{E}_1$ :

$$\underline{U}'_{12} = -\underline{E}_3\,;\ \underline{U}'_{32} = \underline{E}_1.$$

Deoarece $U_{12} = U_{23} = U_{31} = U$ și $E_1 = E_2 = E_3 = E$, rezultă că :

$$\frac{U_{12}}{E_3} = \frac{U_{32}}{E_1} = \frac{U}{E} = \sqrt{3}.$$

Deci :

$$Q = \sqrt{3}[\mathrm{Re}\{-\underline{E}_3\underline{I}_1^*\} + \mathrm{Re}\{\underline{E}_1\underline{I}_3^*\}] = \sqrt{3}(P'_1 + P'_2), \tag{19.84}$$

în care $P'_1$ și $P'_2$ sînt puterile active indicate de cele 2 wattmetre.

Pentru obținerea tensiunilor stelate de fază, trebuie creat un punct neutru artificial, deci conectată pe faza a 2-a o rezistență $R = R_w$ (rezistența circuitului de tensiune al wattmetrelor, presupuse identice) (fig. 19.18).

În cazul *curenților echilibrați*, $I_1 = I_2 = I_3 = I$, relația (19.84) devine :

$$Q = \sqrt{3}\{E_3 I_1 \cos[\widehat{(-\underline{E}_3)\underline{I}_1}] + E_1 I_3 \cos(\widehat{\underline{E}_1\underline{I}_3})\} = \sqrt{3}(P'_1 + P'_2). \tag{19.85}$$

Din diagrama fazorială din figura 19.19 rezultă defazajele și expresiile puterilor active :

$$\begin{aligned} P'_1 &= E_3 I_1 \cos[\widehat{(-\underline{E}_3)\underline{I}_1}] = EI\cos(60^\circ - \varphi) = EI\sin(\varphi + 30^\circ) \\ P'_2 &= E_1 I_3 \cos(\widehat{\underline{E}_1\underline{I}_3}) = EI\cos(120^\circ - \varphi) = EI\sin(\varphi - 30^\circ). \end{aligned} \tag{19.86}$$

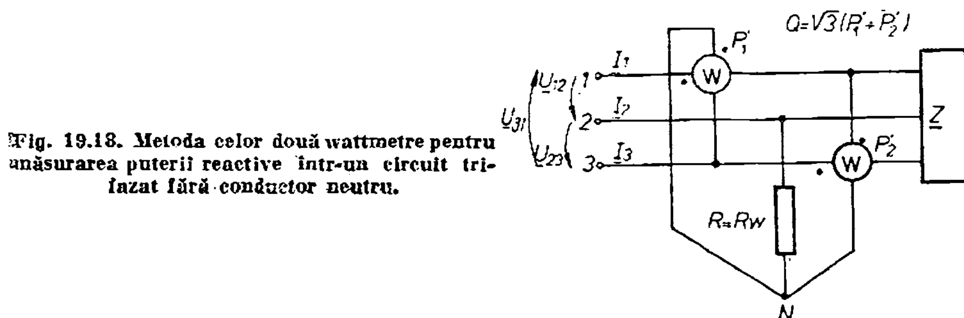



Fig. 19.18. Metoda celor două wattmetre pentru măsurarea puterii reactive într-un circuit trifazat fără conductor neutru.

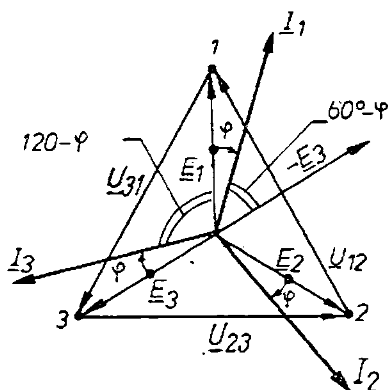



Fig. 19.19. Diagrama fazorială în cazul unui circuit trifazat cu tensiuni simetrice și curenți echilibrați.

*Observații*

*1)* Din relațiile (19.86), se constată că din indicațiile $P_1'$ și $P_2'$ ale wattmetrelor se pot determina :

*a)* puterea reactivă trifazată :

$$Q = \sqrt{3}(P_1' + P_2') = \sqrt{3}UI \sin \varphi ; \tag{19.87}$$

*b)* puterea activă trifazată :

$$P = \sqrt{3}(P_1' - P_2') = \sqrt{3}UI \cos \varphi ; \tag{19.88}$$

*c)* defazajul receptorului :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{P_1' + P_2'}{P_1' - P_2'}. \tag{19.89}$$

## 19.8. MĂSURAREA PUTERII REACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE CU CONDUCTOR NEUTRU

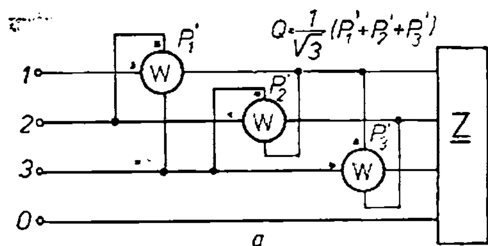
În circuitele trifazate cu conductor neutru, alimentate cu tensiuni simetrice se folosește *metoda celor 3 wattmetre*.

Dacă se adoptă ca fază de referință conductorul neutru ($N \equiv 0$), expresia puterii reactive este :

$$Q = \operatorname{Im}\{\underline{U}_{10}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{20}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{30}\underline{I}_3^*\}. \tag{19.90}$$

Din diagrama fazorială din figura 19.20, *b* rezultă tensiunile cu care se alimentează circuitele de tensiune ale wattmetrelor și schema de montaj pentru măsurarea puterii reactive în circuite trifazate cu conductor neutru (fig. 19.20, *a*).

*În cazul particular al tensiunilor simetrice și curenților echilibrați,* puterea reactivă se poate măsura cu un singur wattmetru (fig. 19.21).



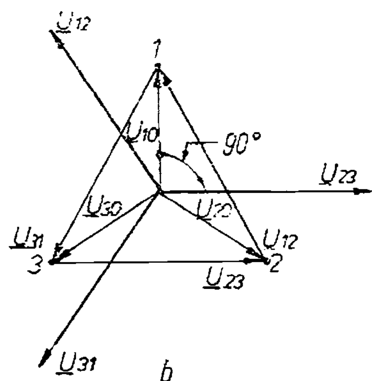



**Fig. 19.20.** Metoda celor trei wattmetre pentru măsurarea puterii reactive într-un circuit trifazat cu conductor neutru :

*a* — schema de montaj ; *b* — diagrama fazorială.

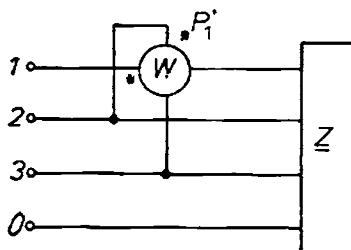



**Fig. 19.21.** Metoda unui singur wattmetru pentru măsurarea puterii reactive într-un circuit trifazat cu conductor neutru.

## 19.9. ERORILE DE MĂSURARE A PUTERII REACTIVE CU WATTMETRELE ÎN CAZUL CIRCUITELOR ALIMENTATE CU TENSIUNI NESIMETRICE

În cazul unui circuit trifazat alimentat cu tensiuni nesimetrice și parcurs de curenți dezechilibrați, puterea reactivă se poate exprima în funcție de componentele simetrice ale tensiunilor $\underline{U}_{1N}$, $\underline{U}_{2N}$, $\underline{U}_{3N}$ și curenților de linie $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$.

În tabelul 19.2 se prezintă calculul erorilor care afectează măsurarea puterii reactive cu wattmetrele.

În cazul circuitului trifazat

*a)* fără conductor neutru :

$$Q = Q_m + 6Q_{ii} ;$$

*b)* cu conductor neutru :

$$Q = Q_m + 6Q_{ii} + 6Q_{hh},$$

în care $Q$ este puterea reactivă reală ; $Q_m$ — puterea reactivă măsurată ; $Q_{ii}$ — puterea reactivă corespunzătoare componentelor inverse de tensiune și de curent ; $Q_{hh}$ — puterea reactivă corespunzătoare componentelor homopolare de tensiune și de curent.

**Eroarea de măsurare a puterii reactive în circuite trifazate alimentate cu tensiuni nesimetrice**

| Diagrama fazorială | Puterea aparentă $\underline{S}$<br>Puterea reactivă $Q$ | Puterea reactivă măsurată | Eroarea absolută |
|---|---|---|---|
| A. *Circuite fără conductor neutru* | | | |
| Diagrama fazorială a circuitului trifazat alimentat cu tensiuni nesimetrice și curenți dezechilibrați.<br><br>În funcție de componentele lor simetrice, tensiunile și curenții sînt :<br>$\begin{cases} \underline{U}_{1N} = \underline{U}_h + \underline{U}_d + \underline{U}_i \\ \underline{U}_{2N} = \underline{U}_h + a^2\underline{U}_d + a\underline{U}_i \\ \underline{U}_{3N} = \underline{U}_h + a\underline{U}_d + a^2\underline{U}_i \end{cases}$ (19.91)<br><br>$\begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{I}_h + \underline{I}_d + \underline{I}_i \\ \underline{I}_2 = \underline{I}_h + a^2\underline{I}_d + a\underline{I}_i \\ \underline{I}_3 = \underline{I}_h + a\underline{I}_d + a^2\underline{I}_i \end{cases}$<br><br>$\begin{cases} \underline{I}_1^* = \underline{I}_h^* + \underline{I}_d^* + \underline{I}_i^* \\ \underline{I}_2^* = \underline{I}_h^* + a\underline{I}_d^* + a^2\underline{I}_i^* \\ \underline{I}_3^* = \underline{I}_h^* + a^2\underline{I}_d^* + a\underline{I}_i^* \end{cases}$ | $\underline{S} = 3\underline{U}_d\underline{I}_d^* + 3\underline{U}_i\underline{I}_i^*$ (19.92)<br>unde : $\underline{U}_d$, $\underline{U}_i$ sînt componentele directă și inversă ale sistemului de tensiuni $\underline{U}_{1N}$, $\underline{U}_{2N}$, $\underline{U}_{3N}$; $\underline{I}_d^*$, $\underline{I}_i^*$ sînt valorile complexe conjugate ale componentelor directă, respectiv inversă a sistemului de curenți $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$<br>$Q = Im\{\underline{S}\} = Im(3\underline{U}_d\underline{I}_d^* + 3\underline{U}_i\underline{I}_i^*) =$<br>$= 3Q_{dd} + 3Q_{ii}$ (19.93)<br>unde :<br>$Q_{dd}$ este puterea reactivă corespunzătoare componentelor directe de tensiune și curent<br>$Q_{ii}$ – puterea reactivă corespunzătoare componentelor inverse de tensiune și curent | *Metoda celor trei wattmetre* (fig. 19.16, *a*)<br>Puterea reactivă măsurată este :<br>$Q_m = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{\underline{U}_{23}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{31}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{12}\underline{I}_3^*\}$ (19.80)<br>sau, exprimînd tensiunile de linie în funcție de tensiunile de fază :<br>$Q_m = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{(\underline{U}_{2N} - \underline{U}_{3N})\underline{I}_1^* + (\underline{U}_{3N} - \underline{U}_{1N})\underline{I}_2^* + (\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{2N})\underline{I}_3^*\}$ (19.94)<br>Înlocuind relațiile (19.91) și ținînd seama că circuitul trifazat este fără conductor neutru, adică $I_h = 0$, și efectuînd calculele :<br>$Q_m = \frac{3}{\sqrt{3}} Re\{(a^2 - a)(\underline{U}_d\underline{I}_d^* - \underline{U}_i\underline{I}_i^*)\} =$<br>$= 3Re\{-j(\underline{U}_d\underline{I}_d^* - \underline{U}_i\underline{I}_i^*)\}$<br>unde<br>$\underline{U}_d\underline{I}_d^* = \underline{S}_d = P_{dd} + jQ_{dd}$<br>$\underline{U}_i\underline{I}_i^* = \underline{S}_i = P_{ii} + jQ_{ii}$<br>$P_{dd}$, $Q_{dd}$ sînt puterea activă, respectiv reactivă corespunzătoare componentelor directe de tensiune și curent<br>$P_{ii}$, $Q_{ii}$ – puterea activă, respectiv reactivă corespunzătoare componentelor inverse de tensiune și curent<br>$Q_m = 3Re\{-j(P_{dd} + jQ_{dd} - P_{ii} - jQ_{ii})\} =$<br>$= 3Re\{Q_{dd} - Q_{ii} + j(P_{ii} - P_{dd})\} =$<br>$= 3Q_{dd} - 3Q_{ii}$ (19.95) | $\Delta Q = Q_m - Q = 3Q_{dd} - 3Q_{ii} - 3Q_{dd} - 3Q_{ii} = -6Q_{ii}$<br>$\Delta Q = -6Q_{ii}$ (19.96)<br>Puterea reactivă măsurată de wattmetre este deci mai mică decît puterea reală $Q$.<br>$Q = Q_m + 6Q_{ii}$ (19.97) |

| | | | |
|---|---|---|---|
| | | *Metoda celor două wattmetre* (fig. 19.18)<br>Puterea reactivă măsurată (19.81):<br>$Q_m = \sqrt{3} Re\{-\underline{E}_3 \underline{I}_1^* + \underline{E}_1 \underline{I}_3^*\} =$<br>$= \sqrt{3} Re\{-\underline{U}_{3N} \underline{I}_1^* + \underline{U}_{1N} \underline{I}_1^*\}$ (19.98)<br>Deoarece $\underline{U}_{1N} + \underline{U}_{2N} + \underline{U}_{3N} = 0$, relația (19.98) devine:<br>$Q_m = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{(\underline{U}_{1N} + \underline{U}_{2N} + \underline{U}_{3N} -$<br>$- 3\underline{U}_{3N})\underline{I}_1^* + (-\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{2N} - \underline{U}_{3N} +$<br>$+ 3\underline{U}_{1N})\underline{I}_3^*\} = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{[(\underline{U}_{2N} - \underline{U}_{3N}) -$<br>$-(\underline{U}_{3N} - \underline{U}_{1N})]\underline{I}_1^* + [(\underline{U}_{1N} - \underline{U}_{2N}) -$<br>$-(\underline{U}_{3N} - \underline{U}_{1N})]\underline{I}_3^*\} = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{(\underline{U}_{23} -$<br>$- \underline{U}_{31})\underline{I}_1^* + (\underline{U}_{12} - \underline{U}_{31})\underline{I}_3^*\} =$<br>$= \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{\underline{U}_{23}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{31}(-\underline{I}_1^* - \underline{I}_3^*) +$<br>$+ \underline{U}_{12}\underline{I}_3^*\} = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{\underline{U}_{23}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{31}\underline{I}_2^* +$<br>$+ \underline{U}_{12}\underline{I}_3^*\}$ deoarece<br>$\underline{I}_1^* + \underline{I}_2^* + \underline{I}_3^* = 0$, iar $\underline{I}_2^* = -\underline{I}_1^* - \underline{I}_3^*$<br>*Observație*<br>S-a regăsit deci relația (19.80), așa încît și în acest caz eroarea se va calcula cu expresia (19.96). | |
| **B.** *Circuite cu conductor neutru* | | | |
| $S = 3\underline{U}_h\underline{I}_h^* + 3\underline{U}_d\underline{I}_d^* + 3\underline{U}_i\underline{I}_i^*$ (19.99)<br>Față de relația (19.92) a mai apărut puterea aparentă dată de componentele omopolare ale tensiunilor $\underline{U}_{10}$, $\underline{U}_{20}$, $\underline{U}_{30}$ și curenților $\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_3$ | $Q = Im\{3\underline{U}_h\underline{I}_h^* + 3\underline{U}_d\underline{I}_d^* + 3\underline{U}_i\underline{I}_i^*\} =$<br>$= 3Q_{hh} + 3Q_{dd} + 3Q_{ii}$ (19.100)<br>$Q_m = \frac{1}{\sqrt{3}} Re\{\underline{U}_{23}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{31}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{12}\underline{I}_3^*\}$<br>Calculînd similar cu cazul A, observînd că $I_h \neq 0$, se obține:<br>$Q_m = 3Q_{dd} - 3Q_{ii}$ | $\Delta Q = Q_m - Q = 3Q_{dd} -$<br>$- 3Q_{ii} - 3Q_{hh} - 3Q_{dd} -$<br>$- 3Q_{ii} = -3Q_{hh} - 6Q_{ii}$<br>$\Delta Q = 3Q_{hh} - 6Q_{ii}$ (19.101)<br>Puterea reactivă măsurată este mai mică decît puterea reactivă reală $Q$<br>$Q = Q_m + 6Q_{ii} + 3Q_{hh}$ (19.102) | |

# 20
# MĂSURAREA ENERGIEI ELECTRICE

Prin definiție, energia electrică este integrala puterii electrice, efectuată într-un anumit interval de timp. Energia activă este exprimată de relația :

$$W = \int_{t_1}^{t_2} P\mathrm{d}t, \tag{20.1}$$

$P$ fiind puterea activă a receptorului. Energia reactivă este exprimată de relația :

$$W_r = \int_{t_1}^{t_2} Q\mathrm{d}t, \tag{20.2}$$

$Q$ fiind puterea reactivă.

Aparatele construite pentru măsurarea energiei electrice trebuie să aibă unul sau mai multe sisteme active care să producă un cuplu activ proporțional cu puterea activă sau reactivă și un dispozitiv integrator care să efectueze integrarea acestor mărimi.

Aparatele utilizate pentru măsurarea energiei electrice active și reactive se numesc *contoare*.

În funcție de circuitul în care se conectează, contoarele pot fi : *de curent continuu* și *de curent alternativ*.

În funcție de principiul de funcționare, contoarele utilizate pentru măsurarea energiei în circuite monofazate și trifazate de curent alternativ pot fi : *de inducție* și *statice (electronice)*.

Contoarele statice, avînd la bază multiplicatoare cu elemente semiconductoare, pot fi folosite și pentru măsurarea energiei în circuitele de curent continuu.

## 20.1. MĂSURAREA ENERGIEI ACTIVE ÎN CIRCUITELE MONOFAZATE DE CURENT ALTERNATIV. CONTORUL MONOFAZAT DE INDUCȚIE

Pentru măsurarea energiei active în circuitele de curent alternativ se utilizează contorul de inducție, realizat pe baza instrumentului de inducție. Simbolul contorului monofazat de energie activă este *CAM*, semnificația notațiilor fiind : *C* — contor ; *A* — de energie activă ; *M* — monofazat. Din punct de vedere constructiv, contorul monofazat de inducție se compune dintr-un dispozitiv wattmetric, al cărui cuplu este proporțional cu puterea activă și dintr-un mecanism integrator (sistem de roți dințate) care permite obținerea energiei într-un anumit interval de timp.

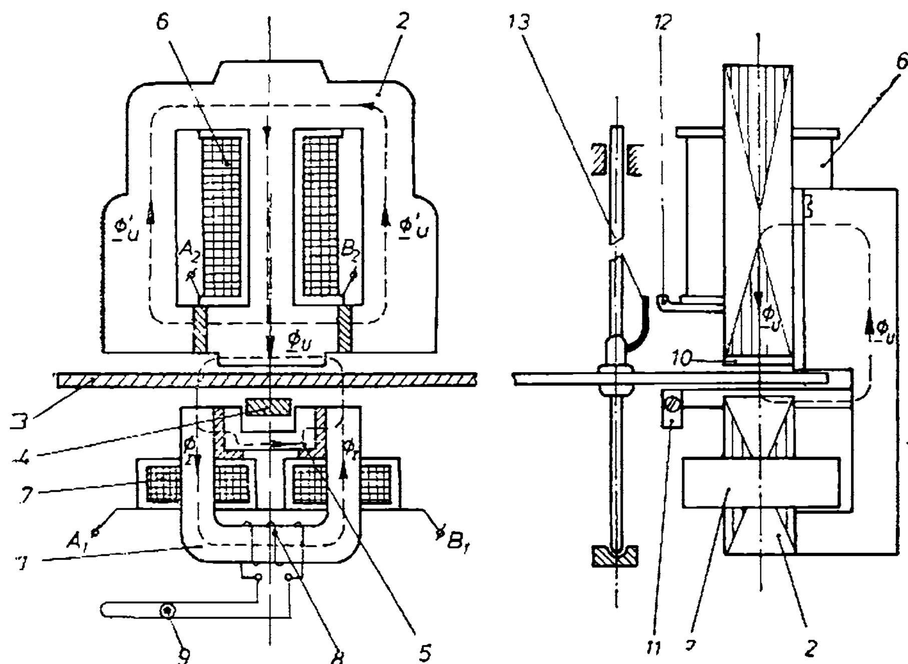



**Fig. 20.1.** Schița constructivă a contorului monofazat de inducție CAM de tip tangențial:
*1* — circuit magnetic de curent (electromagnet de curent); *2* — circuit magnetic de tensiune (electromagnet de tensiune); *3* — disc de aluminiu; *4* — contrapol; *5* — șunt magnetic; *6* — bobina de tensiune; *7* — bobina de curent; *8* — înfășurare pe electromagnetul de curent conectată la o rezistență reglabilă din șurubul *9*; *10* — spiră în scurtcircuit pe circuitul magnetic de tensiune; *11* — șurub fixat pe contrapol; *12* — lamelă feromagnetică; *13* — stegulet de oțel.

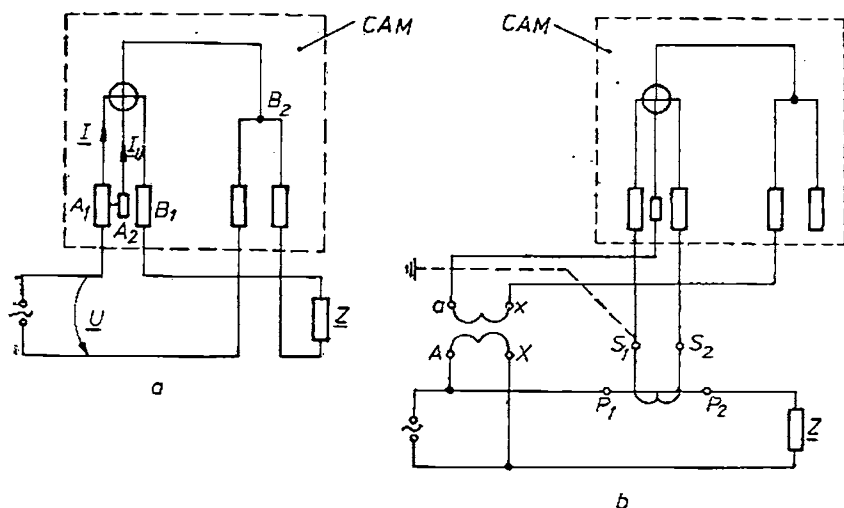



**Fig. 20.2.** Schema de conectare a contorului într-un circuit monofazat:
*a* — schema directă; *b* — schema indirectă;
$A_1$, $B_1$ — borne de curent; $A_2$, $B_2$ — borne de tensiune.

Dispozitivul wattmetric de inducție este alcătuit din doi electromagneți de curent alternativ (dintre care unul de curent, avînd înfășurarea parcursă de curentul absorbit de receptor, celălalt. de tensiune, avînd înfășurarea alimentată cu tensiunea de la bornele receptorului) și un disc de aluminiu.

La IAEM — Timișoara se fabrică contoare monofazate de tip tangențial cu trei fluxuri, dintre care două sînt independente (cel al electromagnetului de tensiune și cel al electromagnetului de curent).

Schița constructivă a contorului de tip tangențial se prezintă în figura 20.1, iar reprezentarea simbolică și modul de conectare în circuit în figura 20.2.

### 20.1.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL CONTORULUI

Contorul monofazat de inducție are la bază instrumentul de inducție cu două fluxuri independente. Pentru explicarea funcționării se poate folosi modelul Rogowski, reprezentat schematic în figura 20.3. Curenții alternativi prin bobina de curent, $\underline{I}$ și prin bobina de tensiune, $\underline{I}_U$ produc fluxuri magnetice utile variabile în timp $\underline{\Phi}_I$ și $\underline{\Phi}_U$. Fluxurile magnetice $\underline{\Phi}_I$ și $\underline{\Phi}_U$ străbat discul de aluminiu și induc în acesta tensiuni electromotoare prin transformare, $\underline{E}_{I_{tr}}$ și $\underline{E}_{U_{tr}}$. Aceste tensiuni determină apariția în disc a unor pînze de curenți turbionari induși.

Ca urmare a interacțiunii dintre fluxuri și pînzele de curenți turbionari induși în disc, apar forțe Laplace care produc un cuplu activ ce imprimă discului o mișcare de rotație.

Momentul cuplului activ este :

$$M_a = K_a \Phi_U \Phi_I \sin (\widehat{\underline{\Phi}_U \underline{\Phi}_I}). \tag{20.1}$$

Discul contorului este supus unui cuplu activ proporțional cu produsul dintre valorile efective ale fluxurilor și sinusul unghiului de defazaj între ele. Sensul de rotație al discului este dinspre polul parcurs de fluxul defazat înainte $\underline{\Phi}_I$, către polul cu fluxul defazat în urmă, $\underline{\Phi}_U$. Momentul cuplului activ depinde de frecvența curentului alternativ ($\omega = 2\pi f$) și de rezistența discului.

Sub acțiunea cuplului activ, discul începe să se rotească și intersectează liniile cîmpurilor magnetice din întrefierurile electromagneților de curent

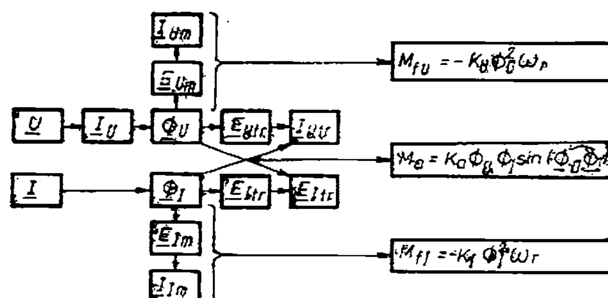



**Fig. 20.3.** Modelul Rogowski pentru explicarea funcționării contorului monofazat de inducție.

și de tensiune. Ca urmare, în disc se induc tensiuni electromotoare prin mișcare, $\underline{E}_{Um}$ și $\underline{E}_{Im}$. Aceste tensiuni produc curenții $\underline{I}_{Im}$ și $\underline{I}_{Um}$. Din interacțiunea dintre curenții induși prin mișcare în disc și fluxurile care i-au produs apar cupluri suplimentare care se opun mișcării.

Cuplul de autofrînare în cîmpul electromagnetului de curent are expresia :

$$M_{fI} = -K_I\Phi_I^2\frac{d\alpha}{dt} = -K_I\Phi_I^2\omega_r, \tag{20.2}$$

în care $\omega_r$ este viteza unghiulară de rotație a discului.

Cuplul de autofrînare în cîmpul electromagnetului de tensiune are expresia :

$$M_{fU} = -K_U\Phi_U^2\frac{d\alpha}{dt} = -K_U\Phi_U^2\omega_r. \tag{20.3}$$

Ca efect al existenței cuplurilor suplimentare rezistente, discul contorului de inducție se va roti sub acțiunea unui cuplu rezultant :

$$M_r = M_a + M_{fI} + M_{fU}. \tag{20.4}$$

În construcția contorului se adoptă măsuri speciale pentru compensarea cuplurilor de autofrînare.

Pentru stabilirea ecuației de funcționare a contorului se admite compensarea cuplurilor de autofrînare în cîmpurile electromagneților de tensiune și de curent.

Deoarece fluxul în întrefierul electromagnetului de curent $\Phi_I$ este proporțional cu curentul $I$ care circulă prin receptor, iar fluxul $\Phi_U$ este proporțional cu tensiunea $U$ la bornele receptorului, se obține pentru momentul cuplului activ expresia :

$$M_a = K_a'UI\sin(\widehat{\underline{\Phi}_I\underline{\Phi}_U}). \tag{20.5}$$

În figura 20.4 este reprezentată diagrama fazorială a contorului monofazat de inducție. Dacă se neglijează pierderile în fier, se poate reprezenta fluxul $\underline{\Phi}_I$ în fază cu $\underline{I}$ (curentul care parcurge înfășurarea electromagnetului de curent), iar fluxul $\underline{\Phi}_U$ în fază cu $\underline{I}_U$ (curentul care parcurge înfășurarea electromagnetului de tensiune). Curentul $I_U$ este defazat cu un unghi $\beta$ în urmă față de tensiunea $\underline{U}$, datorită reactanței inductive a circuitului electromagnetului de tensiune. Unghiul $\beta$ se numește *defazaj intern* al contorului.

Deci relația (20.4) se poate scrie :

$$M_a = K_a'UI\sin\psi = K_a'UI\sin(\beta - \varphi). \tag{20.6}$$

Pentru a se obține proporționalitatea dintre momentul cuplului activ și puterea activă $P$ este necesară realizarea unui defazaj intern $\beta = 90°$, pentru care :

$$M_a = K_a'UI\sin(90 - \varphi) = K_a'UI\cos\varphi = K_a'P. \tag{20.7}$$

Sub acțiunea cuplului activ discul se rotește. Mișcării discului i se opune un cuplu de frînare produs de un magnet permanent, al cărui flux magnetic este $\Phi_M$. Momentul cuplului de frînare este :

$$M_f = -K_M\Phi_M^2\omega_r = -K_M'N, \tag{20.8}$$

$N$ fiind numărul de rotații pe secundă al discului.

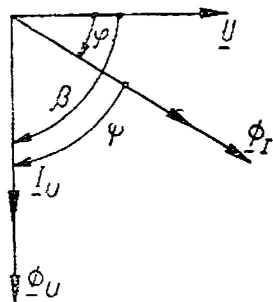



**Fig. 20.4. Diagrama fazorială a contorului monofazat de inducție.**

La echilibrul acestor cupluri (deci cînd suma momentelor este nulă: $M_a + M_f = 0$), rezultă:

$$K'_a P = K'_M N, \tag{20.9}$$

relație care arată că viteza de regim permanent este proporțională cu puterea activă $P$ consumată de receptor. Integrîndu-se egalitatea în timpul $t$, se obține în partea stîngă energia consumată, iar în partea dreaptă numărul de rotații $n$ efectuat de disc în timpul $t$:

$$W = \int_0^t P \, dt = \frac{K'_M}{K'_a} \int_0^t N \, dt = K_c n. \tag{20.10}$$

*Parametrii nominali ai contorului monofazat de inducție* sînt:
— tensiunea nominală: $U_n$ [V];
— curentul nominal (sau de bază): $I_n$ [A];
— capacitatea maximă de măsurare (curentul de suprasarcină) [A];
— frecvența nominală: $f_n$ [Hz];
— constanta: $C$ [rot/kWh];
— curentul de pornire: $I_p = 0{,}5\% \; I_n$;
— clasa de precizie $c$.

*Notă*

În STAS se indică și alți parametri:
— consumul propriu al bobinelor:
  — de curent la curentul nominal (de bază);
  — de tensiune la tensiunea nominală;
— limitele tensiunii de alimentare pentru care echipajul mobil nu se rotește în gol.

În figura 20.2, *a* este prezentată schema de conectare directă a contorului într-un circuit monofazat (contoarele se pot realiza pînă la tensiuni de ordinul 650 V și curenți de 100 A). Pentru valori mai mari ale tensiunii sau curentului, contoarele se conectează indirect, prin intermediul transformatoarelor de măsură conform figurii 20.2, *b*; în acest caz valorile nominale ale contorului sînt 100 V, respectiv 5 A, iar rapoartele de transmisie ale mecanismului integrator sînt astfel reglate, încît indicația să reprezinte energia consumată în circuitul primar al transformatoarelor. Rapoartele de transformare respective sînt indicate pe plăcuța contorului. *La montarea indirectă a contorului, circuitul bobinelor sale de curent și de tensiune se separă (se desface clema de legătură între bornele de curent și de tensiune)* și se alimentează de la circuitele secundare de curent, respectiv de tensiune ale transformatoarelor.

### 20.1.2. FACTORII CARE INFLUENȚEAZĂ FUNCȚIONAREA CONTORULUI DE INDUCȚIE. DISPOZITIVE DE REGLAJ ȘI COMPENSARE

Factorii care influențează funcționarea contorului de inducție sînt:

a) *Nerealizarea corectă a defazajului intern* $\beta = 90°$. Pentru un defazaj intern $\beta = 90°$, momentul cuplului activ rezultă:

$$M_a = K'_a UI \sin(\beta - \varphi) = K'_a UI \sin\beta \cos\varphi - K'_a UI \cos\beta \sin\varphi = = K'_a P \sin\beta - K'_a Q \cos\beta. \tag{20.11}$$

În concluzie, momentul cuplului activ rezultă proporțional cu o combinație de putere activă $P$ și reactivă $Q$, ceea ce reprezintă o cauză de erori. Deci, contorul se prevede cu un dispozitiv de reglaj al unghiului intern $\beta=90°$.

Reglajul unghiului $\beta = 90°$ pentru sarcina nominală $I = I_n$ se face cu o spiră în scurtcircuit *10* (fig. 20.1) plasată pe circuitul magnetic de tensiune. Fluxul magnetic $\underline{\Phi}_U$ induce în spiră (inel de cupru) o tensiune $\underline{E}_s$, defazată cu 90° în urma lui, care produce un curent prin spiră $\underline{I}_s$. Neglijînd pierderile în fier, curentul $\underline{I}_s$ produce un flux $\underline{\Phi}_s$ în fază cu el. Din însumarea fluxurilor $\underline{\Phi}_U$ și $\underline{\Phi}_s$ rezultă un flux rezultant $\underline{\Phi}_r$:

$\underline{\Phi}_r = \underline{\Phi}_U + \underline{\Phi}_s$ (fig. 20.5, *a*).

Prin varierea dimensiunilor spirei în scurtcircuit se obține defazajul $\beta = 90°$ între tensiunea $\underline{U}$ și fluxul rezultant $\underline{\Phi}_r$.

*Notă:*

Datorită pierderilor în fier, fluxurile $\underline{\Phi}_I$ și $\underline{\Phi}_U$ sînt defazate în urmă față de curenții care le produc cu un unghi $\alpha_I$ respectiv $\alpha_U$. Defazajul dintre fluxuri este în realitate:

$$\widehat{(\underline{\Phi}_I \underline{\Phi}_U)} = \beta + \alpha_U - \alpha_I$$

și deci, reglajul de 90° înseamnă obținerea relației:

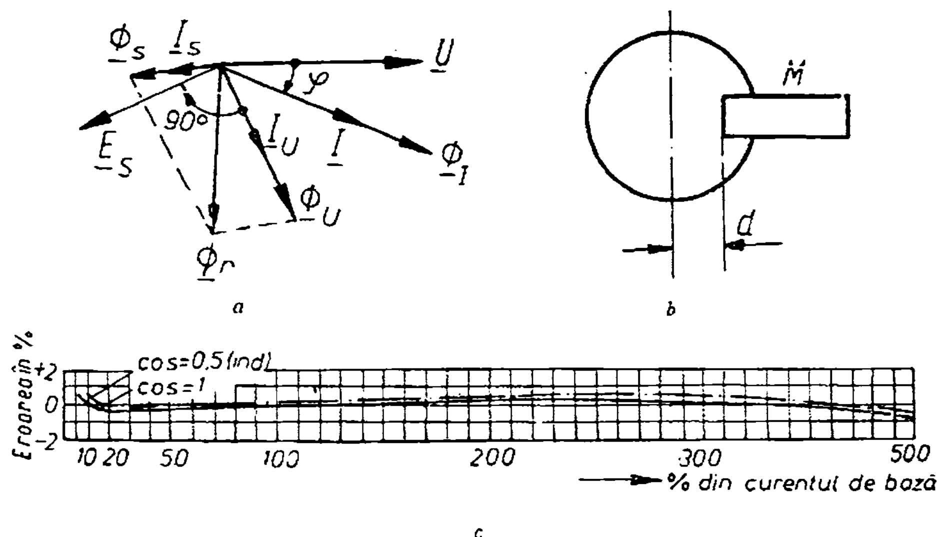
$$\beta + \alpha_U - \alpha_I = 90°.$$

În acest scop:

a) se variază rezistența înfășurării *8* cu ajutorul șurubului reglabil *9*;

b) se asigură aceleași pierderi magnetice pentru cele două circuite (astfel se obține egalitatea $\alpha_U = \alpha_I$).

b) *Frînarea suplimentară datorită fluxurilor* $\Phi_I$ *și* $\Phi_U$.



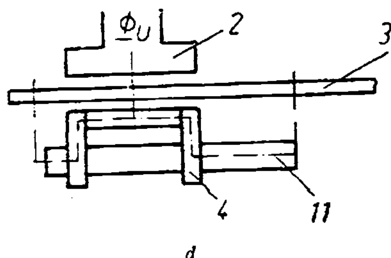




**Fig. 20.5. Reglaje și compensări la contorul monofazat de inducție:**
*a* — reglajul unghiului intern β; *b* — reglajul cuplului rezistent; *c* — curba de erori a unui contor cu capacitate mare de încărcare; *d* — compensarea frecărilor.

Asupra discului contorului acționează cupluri de autofrînare în cîmpurile proprii ale electromagneților de tensiune și de curent date de expresiile (20.2) și (20.3). Momentul cuplului de autofrînare în cîmpul electromagnetului de tensiune se poate scrie sub forma :

$$M_{fU} = -K_U \Phi_U^2 \omega_r = -K'_U U^2 \omega_r, \qquad (20.12)$$

deoarece fluxul util de tensiune este proporțional cu tensiunea. Din cauza acestui cuplu, discul se rotește mai încet, deci contorul indică în minus. Tensiunea $U$ de alimentare a contorului este practic constantă sau variază puțin în jurul valorii nominale $U_n$, astfel că $M_{fU}$ poate avea în timpul funcționării numai mici variații. Pentru $U = U_n$, se compensează cuplul $M_{fU}$ reglînd poziția magnetului permanent $M$ față de axul de rotație (fig. 20.5, *b*) astfel încît să se obțină viteza nominală de rotație a discului, corespunzătoare relației (20.9).

Momentul cuplului de autofrînare în cîmpul electromagnetului de tensiune se poate scrie sub forma :

$$M_{fI} = -K_I \Phi_I^2 \omega_r = -K'_I I^2 \omega_r. \qquad (20.13)$$

Se observă că acest cuplu crește cu pătratul curentului, și cum sarcina variază în timpul funcționării, el poate lua valori foarte diferite, devenind foarte important la suprasarcini și determinînd contorul să indice în minus (erori negative). Compensarea acestui cuplu se realizează prin utilizarea în circuitul magnetic a unui material de permeabilitate ridicată și a unui șunt magnetic care la sarcini mici funcționează nesaturat.

În figura 20.5, *c* este prezentată curba de erori a unui contor monofazat de inducție cu capacitate mare de măsurare.

Contoarele monofazate de inducție realizate în țară funcționează în clasa de precizie 2 și au capacitate mare de măsurare : 400% din curentul de bază.

c) *Frecările în paliere și în mecanismul integrator*

La sarcini reduse, cuplul activ scade foarte mult și încep să conteze frecările. Pentru micșorarea cuplului de frecări se utilizează paliere speciale, cu bilă de oțel situată între două safire sintetice, sau suspensia magnetică. Compensarea frecării la sarcini mici se poate realiza și prin utilizarea unor dispozitive care creează un cuplu suplimentar, prin producerea unei disimetrii în fluxul de tensiune $\Phi_U$. Șurubul *11* (v. fig. 20.1) fixat în contrapol, amplasat asimetric față de contrapol, creează o disimetrie a fluxului $\Phi_U$ și produce un cuplu suplimentar de același sens cu cuplul activ (fig. 20.5, *d*).

Cînd cuplul de frecări scade, există tendința ca cuplul suplimentar de compensare a frecărilor să imprime discului o mișcare de rotație chiar în absența sarcinii.

*Oprirea mersului în gol* se realizează prin atracția de către lamela de oțel *12* magnetizată de bobina de tensiune, a stegulețului de oțel *13* fixat pe axul discului. Discul se rotește în gol pînă cînd stegulețul este atras de lamelă și obligă astfel discul să se oprească.

d) *Influențele exterioare datorate temperaturii și cîmpurilor magnetice*

Variațiile temperaturii produc variații ale rezistenței discului, ale fluxului magnetului permanent și ale rezistenței bobinei de tensiune. Primul efect este practic fără importanță, deoarece produce variația în aceeași măsură a cuplurilor activ, și de frînare. Scăderea fluxului magnetului permanent

cu creşterea temperaturii produce erori pozitive care, la unele contoare, se compensează prin utilizarea unor şunturi termomagnetice dispuse pe magnetul permanent. Variaţia rezistenţei bobinei de tensiune a contorului face să se modifice unghiul $\beta$, deci să apară erori care pot avea valori diferite în funcţie de unghiul de defazaj al curentului de sarcină. Influenţa cîmpurilor magnetice exterioare este redusă, contorul fiind închis de obicei în carcasă din tablă de oţel. Influenţele altor factori ca: frecvenţa, tensiunea şi încălzirea proprie se reduc prin dimensionarea convenabilă a miezurilor şi înfăşurărilor celor doi electromagneţi ai contorului, trebuind ca în anumite limite de variaţie să nu depăşească valorile prescrise de standarde.

e) *Influenţa regimului deformant*

Regimul deformant — regim energetic alternativ permanent, la care variaţia în timp a cel puţin uneia dintre mărimile de stare caracteristice — curent sau tensiune — este descrisă de o funcţie periodică nesinusoidală, deosebit de frecvent deoarece o reţea modernă conţine numeroase elemente deformante de primă categorie (transformatoare, mutatoare) ca şi de a doua categorie (cabluri subterane, capacităţi) — influenţează asupra indicaţiei contoarelor de inducţie. Cauzele de erori ale contorului de inducţie în regimul deformant sînt: dependenţa de frecvenţă a inducţiilor utile; prezenţa — datorită neliniarităţii caracteristicii de magnetizare — a armonicilor în fluxurile utile din întrefierul electromagneţilor; amortizările suplimentare ale discului date de armonici.

Erorile în regim deformant, în anumite condiţii, depăşesc cu mult limitele impuse de clasa de precizie a aparatului (atingînd valori de 10—20%), cu repercusiuni majore în facturarea energiei. În consecinţă, în condiţiile existenţei unor curbe pronunţat distorsionate, este preferabilă, pentru determinarea energiei, utilizarea metodelor grafo-analitice asistate la calculator sau folosirea unor aparate a căror funcţionare să nu fie afectată de regimul deformat (contoare electronice statice).

Toate influenţele, anterior menţionate, asupra indicaţiilor contorului au ca rezultat final erori de înregistrare a energiei, care trebuie reduse la minimum posibil. Eroarea unui contor se defineşte prin relaţia:

$$\varepsilon_{\%} = \frac{W_m - W}{W} 100, \qquad (20.14)$$

în care $W_m$ este energia înregistrată de contor, iar $W$ este energia real consumată de receptor.

## 20.2. MĂSURAREA ENERGIEI ACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE. CONTOARE TRIFAZATE DE ENERGIE ACTIVĂ

Măsurarea energiei active în circuitele trifazate se poate efectua fie cu contoare monofazate, fie cu contoare trifazate. În primul caz, utilizat mai rar, se folosesc trei contoare monofazate montate după schema celor două respectiv trei wattmetre de măsurare a puterii active, energia totală obţinîndu-se prin însumarea energiilor înregistrate de fiecare contor separat.

Contoarele trifazate reunesc într-un acelaşi aparat două sau trei sisteme active, (comportînd fiecare cîte un electromagnet de curent şi unul de tensiune), ale căror cupluri active acţionează asupra aceluiaşi ax, astfel încît cuplul activ total este proporţional cu puterea activă trifazată, iar contorul măsoară energia totală, trifazată.

Simbolurile utilizate pentru contorul trifazat de energie activă sînt $CAmn$, ele avînd următoarea semnificație :

$C$ — contor ;

$A$ — energie activă ;

$m = 3$ sau 4 reprezintă numărul de faze ale rețelei trifazate ;

$n = 2$ sau 3 reprezintă numărul de sisteme active monofazate de măsură ale contorului.

### 20.2.1. MĂSURAREA ENERGIEI ACTIVE ÎN CIRCUITE TRIFAZATE FĂRĂ CONDUCTOR NEUTRU

În circuitele trifazate fără conductor neutru se folosesc contoare cu două sisteme active monofazate, care acționează fie separat asupra cîte unui disc fixat pe același ax, fie asupra unui disc comun (mai rar). Montarea celor două sisteme active în circuit se face după metoda celor două wattmetre (fig. 20.6,*a*), deci momentele cuplurilor active vor fi :

— pentru primul sistem activ : $M_{a_1} = K'_a U_{12} I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_1})$ ;

— pentru al doilea sistem activ : $M_{a_2} = K'_a U_{32} I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{32}\underline{I}_3})$.

Momentul cuplului activ total al contorului rezultă :

$$M_{a_t} = M_{a_1} + M_{a_2} = K'_a[U_{12}I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{12}\underline{I}_1}) + U_{32}I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{32}\underline{I}_3})] = K'_a P, \quad (20.15)$$

în care $P$ este puterea activă trifazată.

Deci, la contorul de tip CA32 momentul cuplului activ fiind proporțional cu puterea activă trifazată, contorul măsoară energie activă trifazată consumată în circuit.

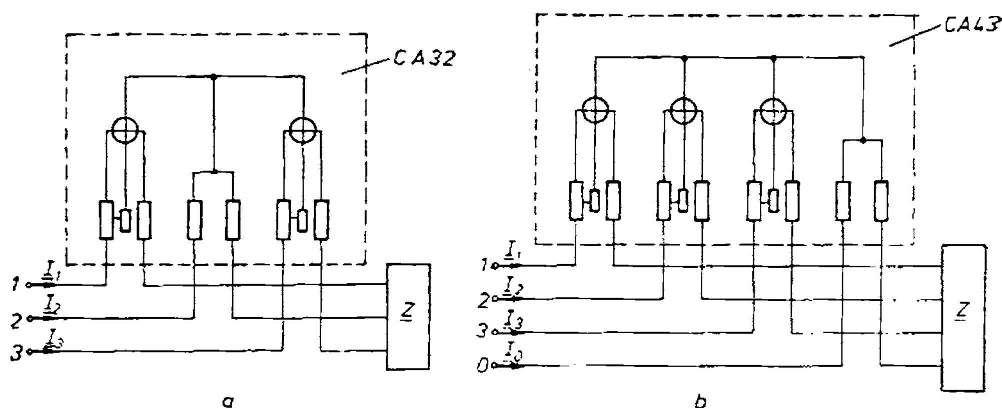



**Fig. 20.6. Contoare de energie activă :**
*a* — cu două sisteme pentru măsurarea energiei active în circuite trifazate fără conductor neutru, tip CA 32 ; *b* — cu trei sisteme pentru măsurarea energiei active în circuite trifazate cu conductor neutru, tip CA 43.

### 20.2.2. MĂSURAREA ENERGIEI ACTIVE ÎN CIRCUITE TRIFAZATE CU CONDUCTOR NEUTRU

În circuitele trifazate cu conductor neutru se utilizează contoare cu trei sisteme active monofazate, care acționează asupra a trei sau două discuri fixate pe același ax. Montarea celor trei sisteme active în circuit se face după metoda celor trei wattmetre (fig. 20.6, *b*), deci momentele cuplurilor active vor fi :

— pentru primul sistem activ $M_{a_1} = K'_a U_{10} I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{10}\underline{I}_1})$ ;

— pentru al doilea sistem activ $M_{a_2} = K'_a U_{20} I_2 \cos(\widehat{\underline{U}_{20}\underline{I}_2})$ ;

— pentru al treilea sistem activ $M_{a_3} = K'_a U_{30} I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{30}\underline{I}_3})$.

Momentul cuplului activ total al contorului rezultă :

$$M_{a_t} = M_{a_1} + M_{a_2} + M_{a_3} = K'_a[U_{10} I_1 \cos(\widehat{\underline{U}_{10}\underline{I}_1}) + U_{20} I_2 \cos(\widehat{\underline{U}_{20}\underline{I}_2}) + U_{30} I_3 \cos(\widehat{\underline{U}_{30}\underline{I}_3})] = K'_a P. \qquad (20.16)$$

Deci, la contorul de tip CA43 momentul cuplului activ fiind proporțional cu puterea activă trifazată totală, contorul măsoară energia activă trifazată.

## 20.3. MĂSURAREA ENERGIEI ELECTRICE REACTIVE

Pentru măsurarea energiei electrice reactive se folosesc contoare de inducție de energie reactivă care pot fi : *cu tensiuni auxiliare* (pentru circuitele trifazate alimentate cu tensiuni simetrice) sau *cu șunt* (pentru circuite trifazate cu tensiuni oarecare).

## 20.4. CONTOARE DE ENERGIE REACTIVĂ ALIMENTATE CU TENSIUNI AUXILIARE

Pentru ca momentul cuplului activ al unui contor de inducție, exprimat prin relația :

$$M_a = K\Phi_I \Phi_U \sin(\widehat{\underline{\Phi}_I, \underline{\Phi}_U}),$$

să devină proporțional cu puterea reactivă : $Q = UI \sin \varphi$, este necesar ca fluxurile $\Phi_I$ și $\Phi_U$ să fie proporționale cu curentul $I$, respectiv tensiunea $U$, iar sinusul unghiului $\psi$, dintre fluxuri, să fie egal cu sinusul unghiului $\varphi$, dintre tensiune și curent. Dintre aceste condiții, ultima se realizează prin alimentarea circuitului de tensiune al contorului cu o tensiune $U'$ defazată în urma tensiunii $U$ cu un unghi $180 - \beta$, $\beta$ fiind defazajul intern al contorului (unghiul cu care $\Phi_U$ este defazat față de tensiunea aplicată contorului (fig. 20.7). Momentul cuplului activ devine :

$$M_a = (K_I I)(K_U U') \sin(180, -\varphi) = K'U'I \sin \varphi = \frac{U'}{U} K'UI \sin \varphi = \frac{U'}{U} K'Q, \qquad (20.17)$$

adică este proporțional cu puterea reactivă (deci contorul înregistrează energia reactivă).

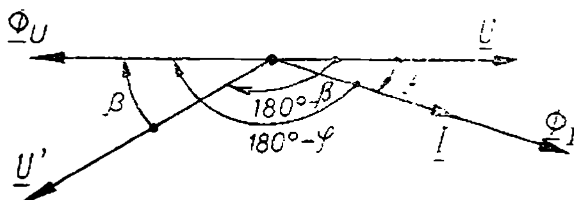



**Fig. 20.7.** Alegerea tensiunii auxiliare $U'$ pentru alimentarea bobinei de tensiune a contorului de energie reactivă.

Tensiunile auxiliare $\underline{U}'$ se obțin foarte simplu în circuitele trifazate alimentate cu tensiuni simetrice, dacă unghiul $\beta$ este 60, sau 90°.

Pentru determinarea tensiunilor necesare alimentării circuitelor de tensiune ale contorului, se pornește de la expresia puterii reactive pentru circuitul respectiv.

Sistemele monofazate de măsură se montează astfel :

— bobinele de curent se conectează astfel, încît să fie parcurse de curenții ce intervin în expresia puterii reactive ;

— bobinele de tensiune se alimentează cu tensiunile auxiliare $U'$ defazate cu 180° — $\beta$ în urmă față de tensiunile ce intervin în expresia puterii reactive. Tensiunile $U'$ se deduc din diagramele fazoriale. Astfel se asigură pentru contor un cuplu proporțional cu puterea reactivă trifazată.

Simbolurile utilizate pentru un contor de energie reactivă alimentat cu tensiuni auxiliare și destinat circuitelor alimentate cu tensiuni simetrice sînt *CRmn*, ele avînd următoarea semnificație :

*C* — contor ;

*R* — de energie reactivă ;

$m$ = 3 sau 4 reprezintă numărul de faze ale rețelei trifazate ;

$n$ = 2 sau 3 reprezintă numărul de sisteme active monofazate de măsură ale contorului.

Contoarele de energie reactivă se realizează cu capacitate mare de măsurare și clase 2,5 ; 1.

## 20.5. MĂSURAREA ENERGIEI REACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE FĂRĂ CONDUCTOR NEUTRU, ALIMENTATE CU TENSIUNI SIMETRICE

În circuitele trifazate fără conductor neutru, puterea reactivă este dată de relația :

$$Q = Im\,\{\underline{U}_{12}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{32}\underline{I}_3^*\} = Q_1 + Q_2, \qquad (20.17)$$

deci contorul va avea două sisteme active monofazate.

În practică se utilizează contoare de energie reactivă cu $\beta = 60°$ și cu $\beta = 90°$.

### 20.5.1. CONTOR DE ENERGIE REACTIVĂ CR32 $\beta = 60°$

Tensiunile auxiliare $U'$ trebuie să fie defazate cu un unghi egal cu $180° - \beta = 180° - 60° = 120°$ în urma tensiunilor care intervin în expresia puterii reactive.

Din diagrama fazorială din figura 20.8, *a* rezultă tensiunile auxiliare cu care se alimentează bobinele de tensiune ale contorului :

— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{12} \rightarrow \underline{U}'_{12} = \underline{U}_{23}$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{32} \rightarrow \underline{U}'_{32} = \underline{U}_{13}$.

Deci, primul sistem monofazat de măsură al contorului trifazat va avea bobina de curent parcursă de curentul $\underline{I}_1$, iar bobina de tensiune alimentată cu tensiunea auxiliară $\underline{U}_{23}$ ; al doilea sistem va avea bobina de curent parcursă de curentul $I_3$, iar bobina de tensiune alimentată de tensiunea auxiliară $\underline{U}_{13}$ (fig. 20.8, *a'*).

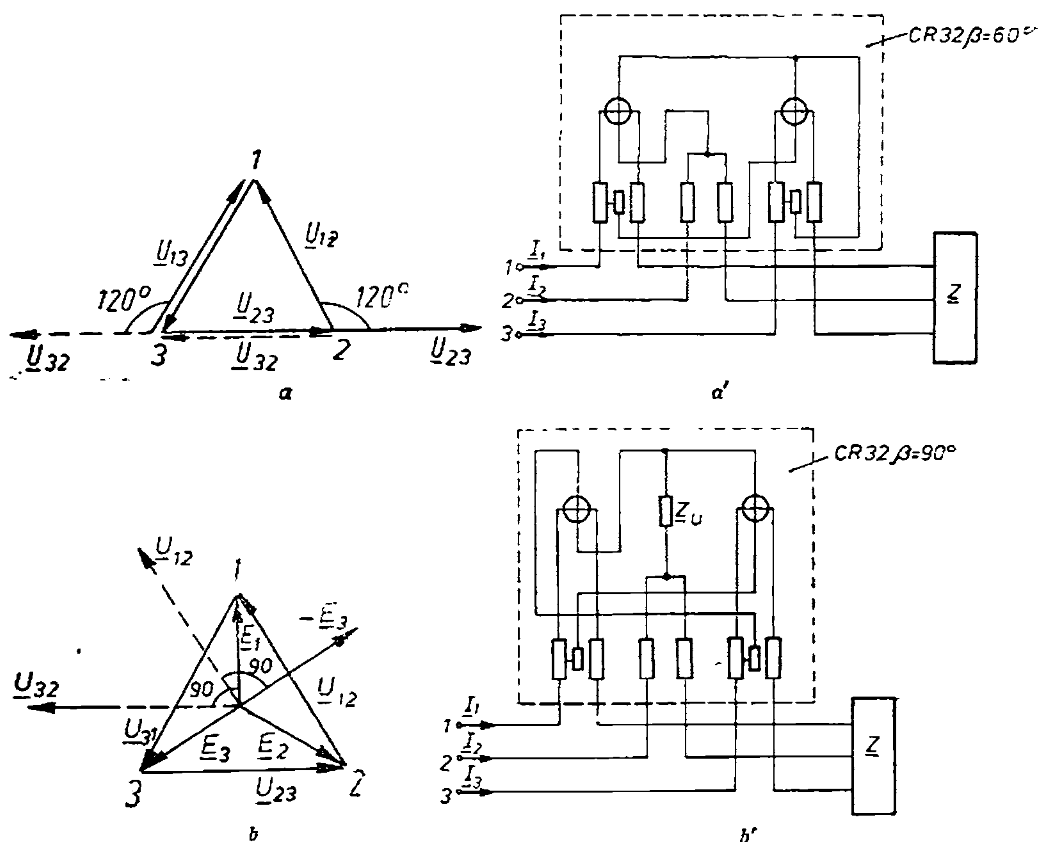



**Fig. 20.8. Contoare de energie reactivă pentru circuite trifazate fără conductor neutru :** *a* — alegerea tensiunilor auxiliare pentru contorul CR β = 60 ; *a'* — contor de energie reactivă CRβ = 60 ; *b* — alegerea tensiunilor auxiliare pentru contorul CRβ = 90 ; *b'* — contor de energie reactivă CRβ = 90.

### 20.5.2. CONTOR DE ENERGIE REACTIVĂ β = 90°

Tensiunile auxiliare trebuie să fie defazate cu 180° — β = 180° — 90° = = 90° în urmă față de tensiunile care intervin în relația (20.17).

Din diagrama fazorială din figura 20.8, *b* se determină tensiunile auxiliare :

— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{12} \rightarrow \underline{U}'_{12} = -\underline{E}_3$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{32} \rightarrow \underline{U}'_{32} = \underline{E}_1$.

Schema de montaj a contorului CR32 $\beta = 90°$ este reprezentată în figura 20.8, *b'*; primul sistem de măsură este conectat la mărimile $\underline{I}_1$ şi $-\underline{E}_3$, iar al doilea sistem de măsură la mărimile $\underline{I}_3$ şi $\underline{E}_1$.

*Observaţie*

Pentru a se obţine tensiunile stelate simetrice, se creează un punct neutru artificial cu ajutorul impedanţei $\underline{Z}_U$ egală cu impedanţa circuitului de tensiune al sistemelor monofazate.

## 20.6. MĂSURAREA ENERGIEI REACTIVE ÎN CIRCUITELE TRIFAZATE CU CONDUCTOR NEUTRU, ALIMENTATE CU TENSIUNI SIMETRICE

În circuitele trifazate cu conductor neutru, puterea reactivă este dată de relaţia:

$$Q = Im\,\{\underline{U}_{10}\underline{I}_1^* + \underline{U}_{20}\underline{I}_2^* + \underline{U}_{30}\underline{I}_3^*\} = Q_1 + Q_2 + Q_3, \qquad (20.18)$$

deci contorul va avea trei sisteme active monofazate.

Se utilizează contoare de energie reactivă cu $\beta = 60°$ şi cu $\beta = 90°$.

### 20.6.1. CONTOR DE ENERGIE REACTIVĂ CA43 $\beta = 60°$

Tensiunile auxiliare trebuie să fie defazate cu $180° - \beta = 180° - 60° = 120°$ în urmă faţă de tensiunile din expresia puterii reactive.

Din diagrama fazorială din figura 20.9, *a* se determină tensiunile auxiliare:

— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{10} \rightarrow \underline{U}'_{10} = \underline{U}_{20}$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{20} \rightarrow \underline{U}'_{20} = \underline{U}_{30}$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{30} \rightarrow \underline{U}'_{30} = \underline{U}_{10}$.

Schema de montaj a contorului este reprezentată în figura 20.9, *a'*. Primul sistem monofazat de măsură are bobina de curent parcursă de curentul $\underline{I}_1$, iar bobinei de tensiune i se aplică tensiunea $\underline{U}_{20}$; al doilea sistem monofazat are bobina de curent parcursă de curentul $\underline{I}_2$, iar bobinei de tensiune i se aplică tensiunea $\underline{U}_{30}$; al treilea sistem monofazat are bobina de curent parcursă de curentul $\underline{I}_3$, iar bobinei de tensiune i se aplică tensiunea $\underline{U}_{10}$.

### 20.6.2. CONTOR DE ENERGIE REACTIVĂ CR43 $\beta = 90°$

Tensiunile auxiliare trebuie să fie defazate cu $180° - \beta = 180° - 90° = 90°$ în urmă faţă de tensiunile din expresia puterii reactive. Din diagrama fazorială din figura 20.9, *b* se determină tensiunile auxiliare:

— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{10} \rightarrow \underline{U}'_{10} = \underline{U}_{23}$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{20} \rightarrow \underline{U}'_{20} = \underline{U}_{31}$,
— corespunzător tensiunii $\underline{U}_{30} \rightarrow \underline{U}'_{30} = \underline{U}_{12}$.

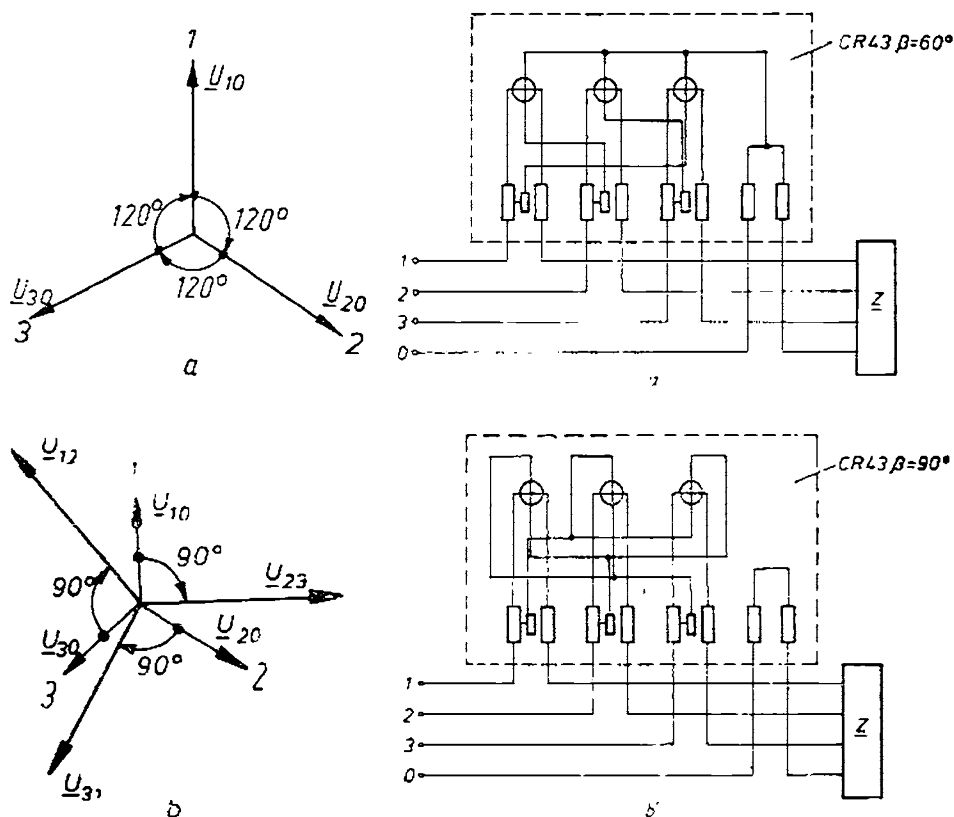



**Fig. 20.9.** Contoare de energie reactivă pentru circuite trifazate cu conductor neutru: *a* — alegerea tensiunilor auxiliare pentru contorul CRβ = 60; *a'* — contor de energie reactivă CR 43 β = 60; *b* — alegerea tensiunilor auxiliare pentru contorul CR 43 β = 90; *b'* — contor de energie reactivă CR 43 β = 90.

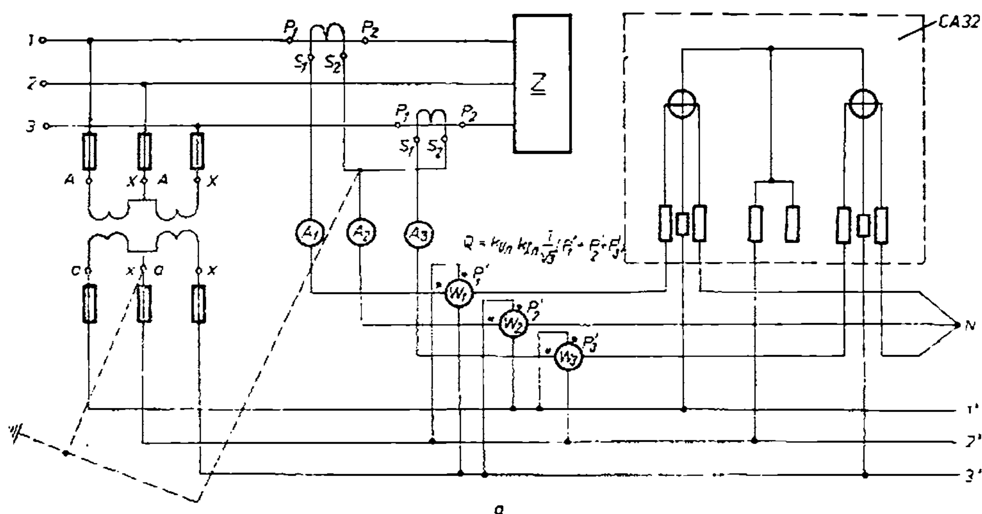
Schema de montaj a contorului este reprezentată în figura 20.9, *b'*.

*Observație*

Contoarele de energie reactivă, ca și contoarele de energie activă, se pot monta prin intermediul transformatoarelor de măsură. În acest caz circuitele de tensiune și de curent se alimentează separat, de la circuitele secundare ale transformatoarelor de măsură, respectîndu-se ordinea de succesiune a fazelor (fig. 20.10).

## 20.7. CONTOARE DE ENERGIE REACTIVĂ CU ȘUNT

La aceste contoare obținerea proporționalității momentului cuplului activ cu puterea reactivă se realizează prin șuntarea bobinei de curent cu o rezistență neinductivă $S$, care produce defazarea curentului din bobina de curent, și prin folosirea unei rezistențe adiționale $R_a$ în circuitul bobinei de tensiune, care reduce unghiul de defazaj β (fig. 20.11, *a*).



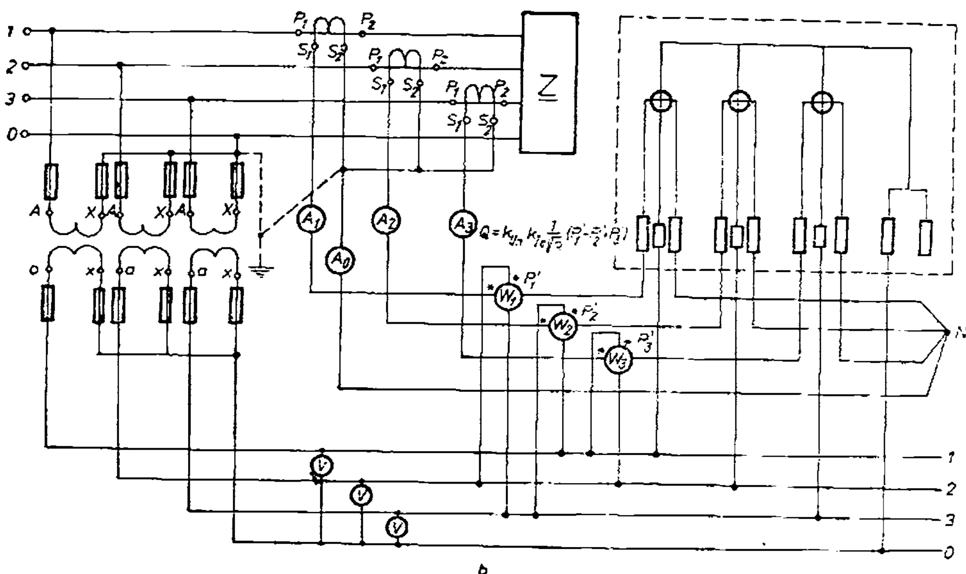
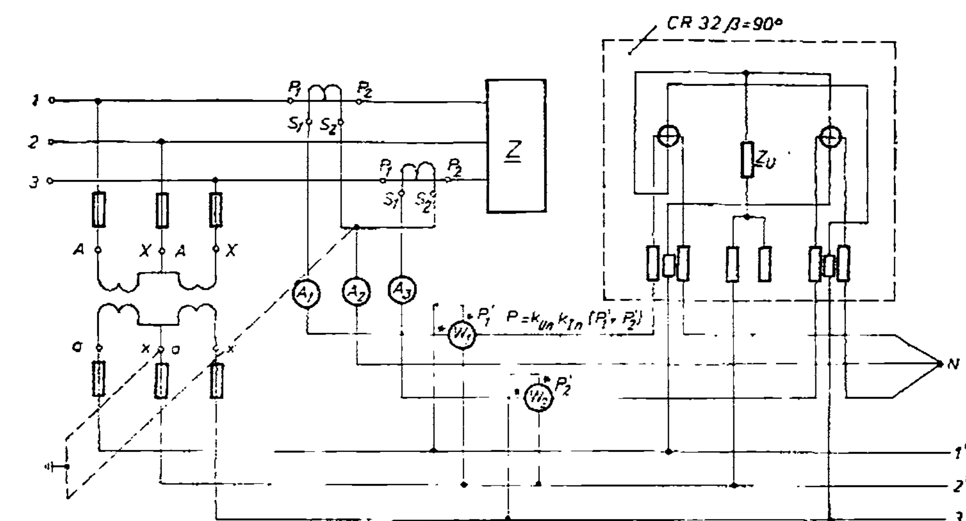
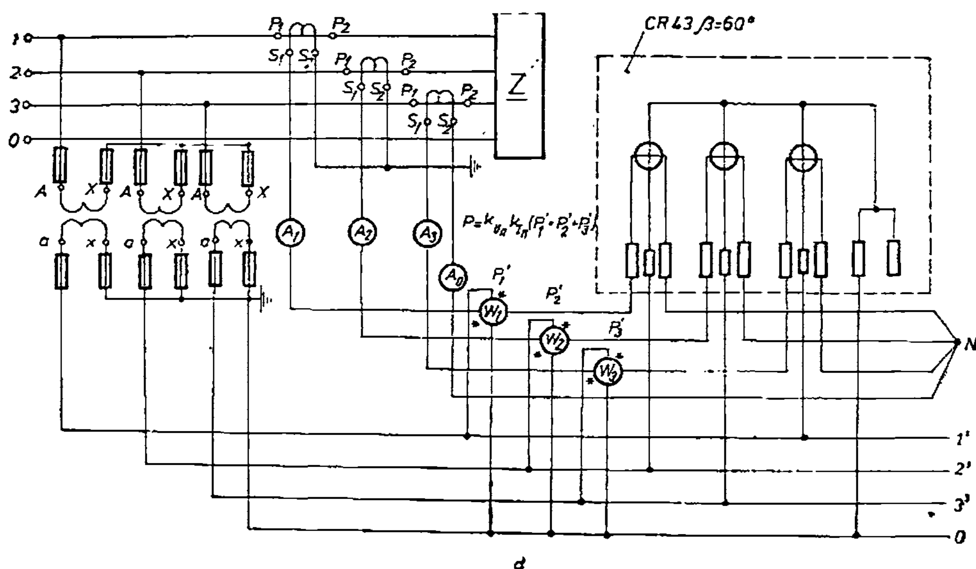




**Fig. 20.10. Scheme**

*a* — pentru măsurarea puterii reactive şi a energiei active într-un circuit trifazat fără con-
fazat cu conductor neutru ; *c* — pentru măsurarea puterii active şi a energiei reactive cu un
puterii active şi a energiei reactive cu un contor CR 43 $\beta = 60$




d

**sistematizate indirecte :**

ductor neutru ; *b* — pentru măsurarea puterii reactive şi a energiei active într-un circuit tri-
contor CR 32 β = 90 într-un circuit trifazat fără conductor neutru ; *d* — pentru măsurarea
într-un circuit trifazat cu conductor neutru.

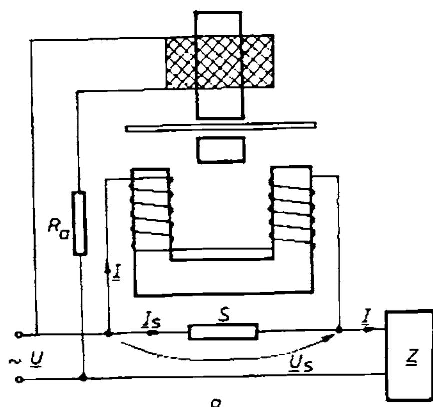
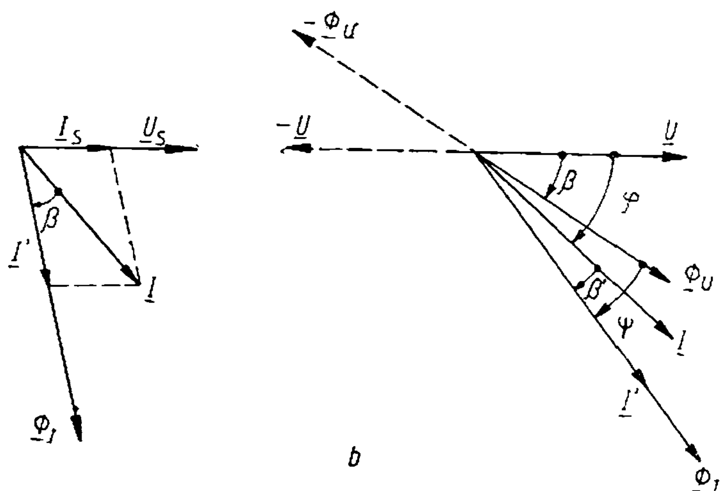



Fig. 20.11. Contor de energie reactivă cu șunt: *a* — construcție; *b* diagrame fazoriale.




Datorită defazării curentului $\underline{I}'$, din bobina de curent, în urma curentului din circuitul de utilizare, $\underline{I}$, fluxul de curent $\underline{\Phi}_I$ este defazat acum cu unghiul $\beta'$ față de $\underline{I}$. Dacă se reglează rezistența șuntului și rezistența adițională astfel încît unghiurile $\beta$ și $\beta'$ să fie egale, rezultă între fluxurile $\underline{\Phi}_I$ și $\underline{\Phi}_U$ un unghi egal cu unghiul de defazaj al circuitului (fig. 20.11, *b*) și expresia momentului cuplului activ devine:

$$M_a = K_a\Phi_I\Phi_U \sin(\widehat{\underline{\Phi}_I, \underline{\Phi}_U}) = K_a(K_I I)(K_U U)\sin(\varphi + \beta' - \beta) =$$
$$= K'UI \sin\varphi = K'Q. \qquad (20.19)$$

Momentul cuplului activ este proporțional cu puterea reactivă; sensul în care acționează cuplul activ este însă inversat, comparativ cu contoarele de energie activă (de la $\Phi_U$ — defazat înainte — spre $\Phi_I$), astfel încît pentru a se obține rotația discului în sensul normal, se inversează polaritatea tensiunii aplicate bobinei de tensiune.

Pe acest principiu se construiesc contoarele de energie reactivă monofazate și trifazate cu șunt, avînd două sau trei sisteme active (fig. 20.12, *a* și *b*), care se montează asemănător contoarelor de energie activă și care măsoară energia reactivă indiferent de gradul de nesimetrie al circuitelor trifazate

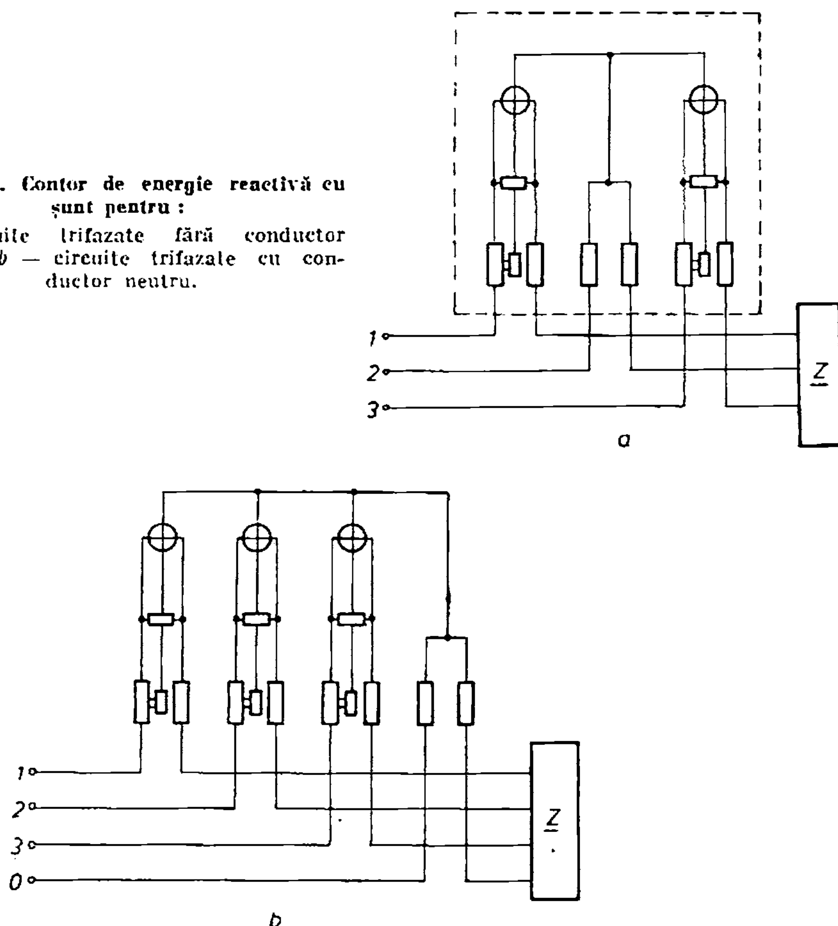



**Fig. 20.12.** Contor de energie reactivă cu șunt pentru:
*a* — circuite trifazate fără conductor neutru; *b* — circuite trifazate cu conductor neutru.

## 20.8. CONTOARE PENTRU TARIFE SPECIALE

Pentru a se aprecia măsurile de raționalizare în utilizarea energiei electrice de către consumatori și pentru aplicarea unui sistem stimulativ de tarife, se impune în multe cazuri practice măsurarea diferențiată a energiilor și puterilor pe perioade ale zilei.

a. *Contoare cu dublu tarif.* Pentru măsurarea energiei cu două tarife diferite, în funcție de orele de utilizare, se utilizează contoare cu cadran dublu, a căror construcție este identică cu cea a contoarelor obișnuite, cu excepția mecanismului de înregistrare (care permite înregistrarea consumului în kWh pe unul dintre cele două cadrane ale aparatului).

În figura 20.13 este prezentată schema de principiu privind comutarea măsurării de pe un cadran pe altul, la contorul cu dublu tarif. La închiderea contactului ceasornicului de comutare *CC*, electromagnetul *EM* decuplează roata dințată $Z_{III}$ de roata $Z_{c1}$ și o cuplează cu $Z_{c2}$, trecînd astfel înregistrarea de pe cadranul $C_1$ pe cadranul $C_2$.

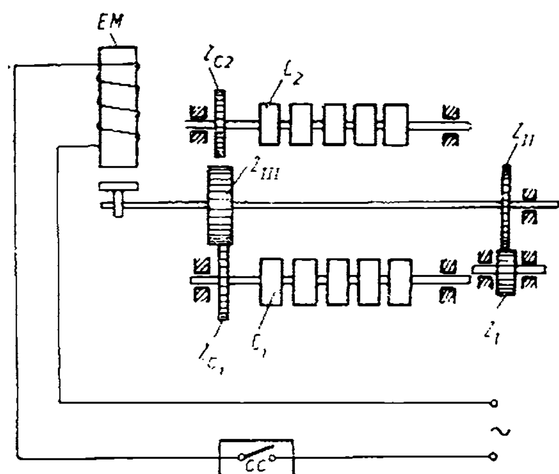



**Fig. 20.13. Principiul de comutare la contorul cu două cadrane de măsură :**

CC ceas electric de comutare ; EM electromagnet ; $C_1$, $C_2$ — cadrane de măsurare a energiei ; $Z_I$, $Z_{II}$, $Z_{III}$, $Z_{c1}$, $Z_{c2}$ — roţi dinţate.

Cadranul $C_2$ al contorului se foloseşte în general pentru tariful cu preţ ridicat, iar cadranul $C_1$ pentru tariful cu preţ redus. Aceste contoare se execută de tipul monofazat sau trifazat cu două sau trei sisteme de măsură.

b. *Contoarele cu triplu tarif* se folosesc în punctele în care tarifarea energiei se face cu trei preţuri : unul ieftin în timpul nopţii, un preţ ridicat pe durata vîrfului de sarcină pentru centrală şi un al treilea preţ normal pentru restul timpului. Contorul are trei dispozitive cu roţi dinţate şi trei rînduri de cifre, permiţînd citirea directă a energiei consumate cu cele trei tarife.

c. *Contorul de vîrf* se utilizează atunci cînd energia este facturată global pînă la o anumită putere consumată, iar pentru o putere superioară limitei stabilite, consumată accidental de abonat, energia este tarifată pe kWh. Deci, abonatul poate consuma o putere mai mare decît aceea fixată, plătind însă un preţ suplimentar. Dacă puterea consumată de abonat rămîne sub limita prescrisă, discul contorului stă pe loc. Aparatul se compune dintr-un contor normal, prevăzut cu un dispozitiv reglabil al cărui rol este să comande înregistrarea numai la depăşirea valorii prestabilite a sarcinii. Dispozitivul se compune dintr-un resort care furnizează un cuplu antagonist constant (şi reglabil), determinat de valoarea limită a sarcinii începînd de la care contorul trebuie să înregistreze.

d. *Contorul de depăşire* serveşte la înregistrarea consumului care depăşeşte o anumită limită fixă (de exemplu : limita fixată printr-un contact), separat de consumul total. În figura 20.14 s-a notat cu *e* energia consumată corespunzător unei puteri mai mari decît limita prestabilită (din care cauză se plăteşte cu un preţ ridicat), iar *E* este consumul total. Consumul *E* — *e* se plăteşte cu tarif normal.

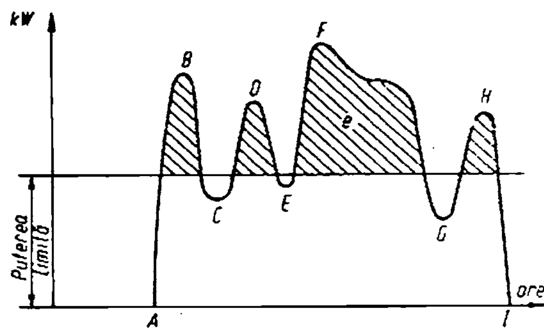



**Fig. 20.14. Reprezentarea consumului înregistrat de un contor de depăşire :**

*e* — suprafaţă haşurată ; *E* — suprafaţa *ABCDEGHI*.

Abonatul poate consuma la un moment dat o putere mai mare decît puterea limită stabilită prin contract, plătind însă în acest caz energia consumată cu un tarif mai ridicat decît în restul timpului cînd

puterea consumată rămîne sub limita prescrisă. Contorul de acest tip se utilizează în cazul în care lipsa de putere disponibilă (în timpul vîrfului) determină un preț mai ridicat al energiei consumate în acest interval.

e. *Contorul cu indicator de maxim* înregistrează în afară de consumul total și maximul valorilor medii ale puterii absorbite într-o perioadă oarecare, numită perioadă de înregistrare. Durata perioadei de înregistrare poate varia în limite largi (de obicei se fixează la un sfert de oră). Indicarea maximului puterii medii poate servi la tarifarea energiei electrice. Contorul cu indicator de maxim poate acționa un dispozitiv de semnalizare, care să indice momentul cînd puterea a atins o valoare anumită, sau poate acționa un releu, care să declanșeze întreruptorul principal al instalației și deci să servească la reducerea sarcinii.

## 20.9. CONTOARE STATICE PENTRU MĂSURAREA ENERGIEI

Contoarele statice de măsurare a energiei, relativ recent introduse în tehnică, permit obținerea unei precizii superioare, prezintă stabilitate în timp a parametrilor, rezistență la șocuri și suprasarcină (caracteristică circuitelor de comutație cu elemente statice) și îndeosebi dau posibilitatea prelucrării automate a rezultatelor în sisteme moderne de calcul.

Utilizarea contoarelor de inducție, cele mai folosite aparate actualmente pentru măsurarea energiei, prezintă o serie de dezavantaje, printre care:

*a)* funcționarea în regim deformat este afectată de erori, care în anumite condiții, depășesc cu mult limitele impuse de clasa de precizie a aparatului ajungînd la valori de ordinul 10—20% cu repercusiuni majore la facturarea energiei;

*b)* la funcționarea în regim sinusoidal, clasa 2 sau chiar 1 conduce la imprecizii de facturare a energiei, însemnate mai ales în cazul consumatorilor mari;

*c)* integrarea de timp a puterii este posibilă numai atunci cînd curentul de sarcină depășește o valoare minimă, corespunzător căreia cuplul activ, învingînd frecările, începe să rotească discul și axul antrenează mecanismul integrator.

De aceea, pe plan mondial, pentru măsurările de înaltă precizie în laboratoare, în punctele de dispecer, în instalațiile de supraveghere centralizată a consumurilor de energie, s-au introdus contoarele electronice statice, realizate cu elemente semiconductoare. Deși costul acestor aparate numerice se prezintă încă destul de ridicat, în cazul existenței în rețea a unui regim deformant, este preferabilă utilizarea contoarelor statice care asigură o facturare corectă a energiei consumate.

Elementul esențial al wattmetrului și contorului numeric îl reprezintă un dispozitiv care realizează produsul valorilor instantanee ale tensiunii și curentului, denumit *multiplicator*.

### 20.9.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL CONTORULUI STATIC

Elementul esențial, caracteristic, al contorului electronic îl reprezintă circuitul de multiplicare (multiplicatorul), care efectuează produsul dintre două semnale tensiune.

Se presupune că tensiunea circuitului de curent alternativ, în care se măsoară energia, are o variație sinusoidală de timp, de frecvență $f = \frac{\omega}{2\pi}$

$$u = U\sqrt{2}\sin(\omega t + \beta). \tag{20.20}$$

Prin intermediul „circuitului de intrare tensiune". (fig. 20.15) (atenuator sau, cel mai frecvent, transformator de măsură de tensiune), se aplică pe una din intrările multiplicatorului semnalului :

$$u_1 = k_1 u = k_1 U\sqrt{2}\sin(\omega t + \beta). \tag{20.21}$$

Admițînd curentul în circuitul consumatorului de forma :

$$i = I\sqrt{2}\sin(\omega t + \gamma). \tag{20.22}$$

prin intermediul „circuitului de intrare curent", (transformator de măsură de curent, urmat de convertor curent-tensiune), se aplică multiplicatorului — pe cealaltă intrare — semnalul :

$$u_2 = k_2 i = k_2 I\sqrt{2}\sin(\omega t + \gamma). \tag{20.23}$$

Deci, după o „condiționare" adecvată, se aplică multiplicatorului semnale proporționale cu tensiunea la bornele consumatorului (20.22) și cu curentul absorbit de consumator (20.23). Ca urmare, la ieșirea multiplicatorului, care efectuează produsul celor două semnale $u_1$ și $u_2$, se obține o tensiune $u_M$, purtătoare de informație asupra puterii instantanee din circuitul investigat :

$$u_M = k_M u_1 u_2 = k_M k_1 k_2 u i = kp. \tag{20.24}$$

Tensiunea de la ieșirea multiplicatorului mai poate fi scrisă sub forma :

$$u_M = kp = k2UI\sin(\omega t + \beta)\sin(\omega t + \gamma) =$$
$$= k[UI\cos\varphi - UI\cos(2\omega t + \beta + \gamma)] \tag{20.25}$$

cu $\varphi = \beta - \gamma$
deci rezultă o mărime periodică, avînd o componentă constantă și o componentă de frecvență dublă.

Pentru a se obține un semnal proporțional cu puterea activă este necesar ca în schemă să se prevadă un detector de valori medii.

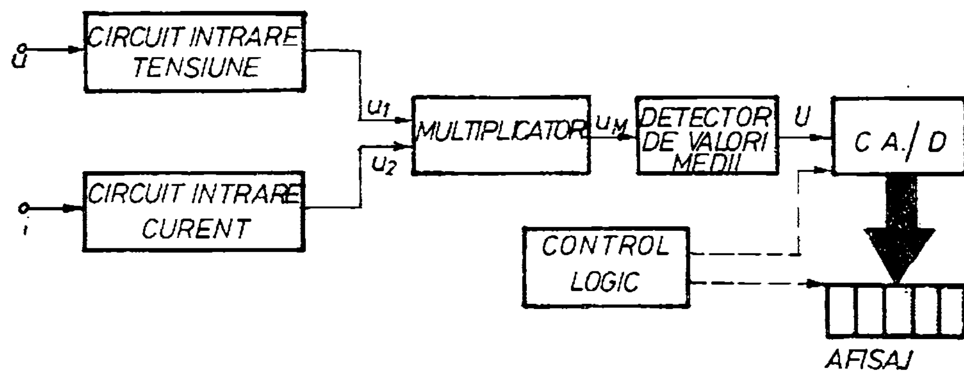



Fig. 20.15. Schema bloc a contorului electronic

Detectorul de valori medii furnizează la ieșire o tensiune continuă $U$, proporțională cu valoarea medie pe o perioadă $T'$ $\left(\right.$aleasă egală cu un multiplu $n$ de perioade $\left.T = \frac{2\pi}{\omega}\right)$.

$$U = \frac{k'}{T'}\int_0^{T'} u_M dt = \frac{k'}{T'}\int_0^{T'} kp dt = kk'ui = k''P. \tag{20.26}$$

Deci, tensiunea de ieșire a detectorului este proporțională cu puterea activă din circuitul investigat.

Convertorul analog numeric C.A./D. digitizează această tensiune continuă $U$. Convertorul este de tipul tensiune-frecvență, adică frecvența impulsurilor de la ieșirea sa este dată de relația:

$$f_x = K\cdot U = K\cdot k''P = K_1 P. \tag{20.27}$$

Numărul de impulsuri trecute în numărătorul afișajului este dat de expresia:

$$N = \int_0^t f_x dt = \int_0^t K_1 P dt = K_2\cdot W, \tag{20.28}$$

adică cifrele din afișaj sînt proporționale cu energia electrică activă $W$ ce a fost absorbită de consumator în intervalul de timp $t$.

### 20.9.2. CONTOARE ELECTRONICE STATICE REALIZATE PE PRINCIPIUL DUBLEI MODULĂRI A AMPLITUDINII ȘI DURATEI IMPULSULUI

Firma europeană Landis Gyr a realizat contoare electronice bazate pe principiul dublei modulări a amplitudinii și duratei impulsului. — unele de clasă 0,2 — care se pretează la o fabricație de serie și care, cu excepția mecanismului integrator și a contactelor pentru transmiterea la distanță a informației, nu au părți mobile și, altele, unicate de laborator, de clasă 0,05—0,1, care pot fi utilizate ca aparate etalon de energie sau de putere.

1. *Contorul electronic clasă 0,2* are o funcționare neafectată de prezența armonicilor superioare, insensibilitate la vibrații și șocuri, stabilitate în timp și față de variațiile de temperatură, putînd efectua măsurări independente de gradul de nesimetrie al rețelei, în ambele sensuri de vehiculare a energiei. Principalele sale blocuri funcționale sînt: circuitul de multiplicare, convertorul curent-frecvență, dispozitiv de afișare și alimentare.

În figura 20.16 este reprezentată schema contorului utilizat într-o rețea trifazată cu conductor neutru.

Circuitul de multiplicare este format din trei multiplicatoare realizate pe principiul dublei modulări a duratei și amplitudinii impulsului.

Fiecare multiplicator este prevăzut cu transformator de curent și de tensiune, pentru realizarea adaptării și separării galvanice între rețea și partea electronică. Multiplicatorul (care măsoară puterea instantanee $u\cdot i$) prezintă la ieșirea sa o tensiune proporțională cu puterea instantanee.

Curenții de ieșire ai multiplicatorului (pentru obținerea energiei totale) se însumează, iar curentul total este integrat într-un convertor care îl transformă într-o frecvență a unui tren de impulsuri.

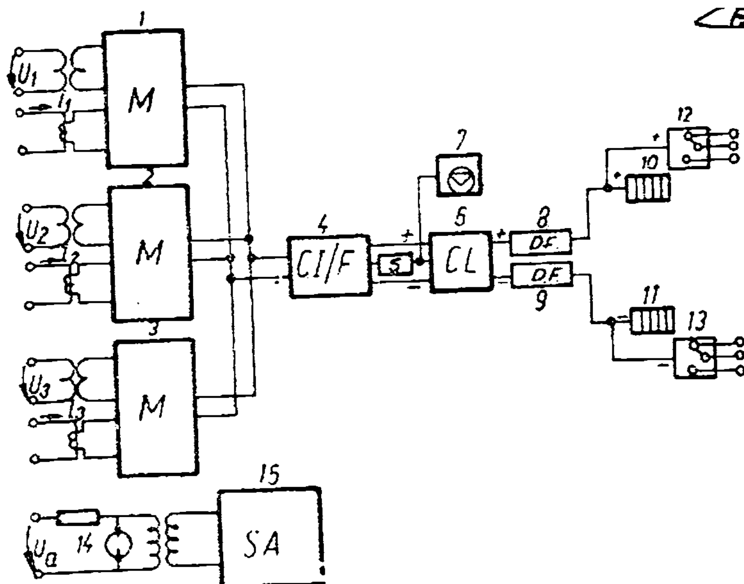



**Fig. 20.16. Contor electronic static realizat de Landis Gyr :**
1, 2, 3 (M) — multiplicatoare ; 4(CI/F) — convertor curent-frecvență ; 5 — circuit de blocaj pentru sarcini reduse ; 6 — circuit logic ; 7 — diodă luminescentă ; 8, 9 — divizoare de frecvență ; 10, 11 — mecanisme integratoare (cu roți dințate) pentru energie + și energie — ; 12, 13 — relee REED pentru cele două sensuri de vehiculare a energiei + și — ; 14 — eclator de protecție ; 15 (SA) — sursă de alimentare pentru circuitele electronice.

Convertorul curent-frecvență de impulsuri funcționează după principiul încărcării și desărcării compensate a unui condensator.

Impulsurile, de la ieșirea convertorului curent-frecvență, prelucrate cu un circuit logic și cu divizoare de frecvență, sînt numărate de două mecanisme integratoare, care permit afișarea energiei, afectată de semnul (+) sau (—), în funcție de sensul de vehiculare în sistem.

În scopul de a se dispune direct de impulsurile de la ieșirea convertorului curent-frecvență, pentru o eventuală etalonare, se utilizează în schemă o diodă luminescentă, care permite separarea galvanică între circuitele contorului electronic și un cap magnetic de citire.

Sursa de alimentare a părții electronice se conectează pe secundarul unui transformator, în al cărui primar se prevede un eclator pentru protecție la supratensiuni.

2. *Contorul electronic clasă 0,05* prezintă printre caracteristicile sale : posibilitatea de măsurare a puterii și energiei, aceeași precizie indiferent de gradul de dezechilibru al sarcinii, funcționare neafectată de regimul deformant, stabilitate în timp.

Contorul etalon electronic poate fi folosit :

— în stațiile de etalonare ca aparat etalon pentru măsurarea energiei sub o sarcină constantă, sau ca wattmetru (în acest scop i se asociază un voltmetru digital) ;

— la verificarea contoarelor de inducție la locul lor de utilizare cu rol de contor etalon universal, prezentînd o largă plajă de măsurare.

# 21
# MĂSURAREA FRECVENȚEI

Pentru măsurarea frecvenței unor tensiuni alternative există numeroase metode ; unele dintre acestea folosesc aparate indicatoare, numite *frecvențmetre*, altele necesită montaje speciale. Metodele de măsurare diferă între ele atît prin intervalul de măsurare cît și prin precizia realizată (tab. 21.1).

## 21.1. MĂSURAREA ANALOGICĂ A FRECVENȚEI

Principalele metode utilizate în prezent pentru măsurarea analogică a frecvenței sînt : *metoda directă* de măsurare cu aparate indicatoare (frecvențmetre) ; *metoda de punte ; metoda comparației ; metoda de rezonanță.*

### 21.1.1. FRECVENȚMETRE

După construcția și principiul lor de funcționare, frecvențmetrele analogice pot fi : cu lamele vibrante, cu dispozitiv de măsurare logometric și electronice.

#### 21.1.1.1. FRECVENȚMETRE CU LAMELE VIBRANTE

Funcționarea acestor aparate se bazează pe fenomenul de rezonanță mecanică, care apare sub acțiunea unor forțe dezvoltate de un electromagnet parcurs de curentul periodic de măsurat.

Frecvențmetrele cu acționare directă (fig. 21.1, *a*) sînt alcătuite dintr-o serie de lamele vibrante *1* dispuse pe un rînd, încastrate la un capăt în șasiul aparatului și avînd capătul liber îndoit în unghi drept. La frecvențmetrele cu intervalul de măsurare 45—55 Hz sînt prevăzute lamele din 0,5 în 0,5 Hz, adică în total 21 de lamele. Frecvența proprie de oscilație a fiecărei lamele este egală cu dublul valorii frecvenței înscrise pe cadranul *4* în dreptul ei. Lamelele sînt supuse vibrațiilor cu ajutorul electromagneților *2*, alimentați cu tensiunea alternativă, avînd frecvența de măsurat *f*.

Forța de natură magnetică care se exercită asupra fiecărei lamele este proporțională cu pătratul inducției magnetice, respectiv cu pătratul curentului din înfășurările electromagneților :

$$F = kB^2 = k'i^2 = k2I^2 \sin^2 \omega t = kI^2(1 - \cos 2\omega t). \qquad (21.1)$$

Această forță are deci o componentă continuă și una variabilă cu frecvența dublă. Sub acțiunea acestei forțe, lamelele vor vibra cu frecvența 2*f*. Amplitudinea vibrațiilor lamelelor este însă neobservabilă, cu excepția a

Tabelul 21.1

**Caracteristicile aparatelor și metodelor utilizate pentru măsurarea frecvenței**

| Tipul aparatului sau metoda utilizată | Erori limită % | Intervalul de măsurare (Hz) | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 1 | 10 | $10^2$ | $10^3$ | $10^4$ | $10^5$ | $10^6$ | $10^7$ | $10^8$ | $10^9$ |
| Frecvențmetre cu lamele vibrante | 0,2 - 1 | | | | | | | | | | |
| Frecvențmetre cu dispozitiv logometric | 0,1 - 2,5 | | | | | | | | | | |
| Frecvențmetre electronice analogice | 0,2 - 2,5 | | | | | | | | | | |
| Frecvențmetre digitale | 0,00001 - 0,001 | | | | | | | | | | |
| Metode de punte | 0,01 - 0,2 | | | | | | | | | | |
| Metode de comparație | 0,0001 - 0,2 | | | | | | | | | | |
| Metode de rezonanță | 0,01 - 1 | | | | | | | | | | |

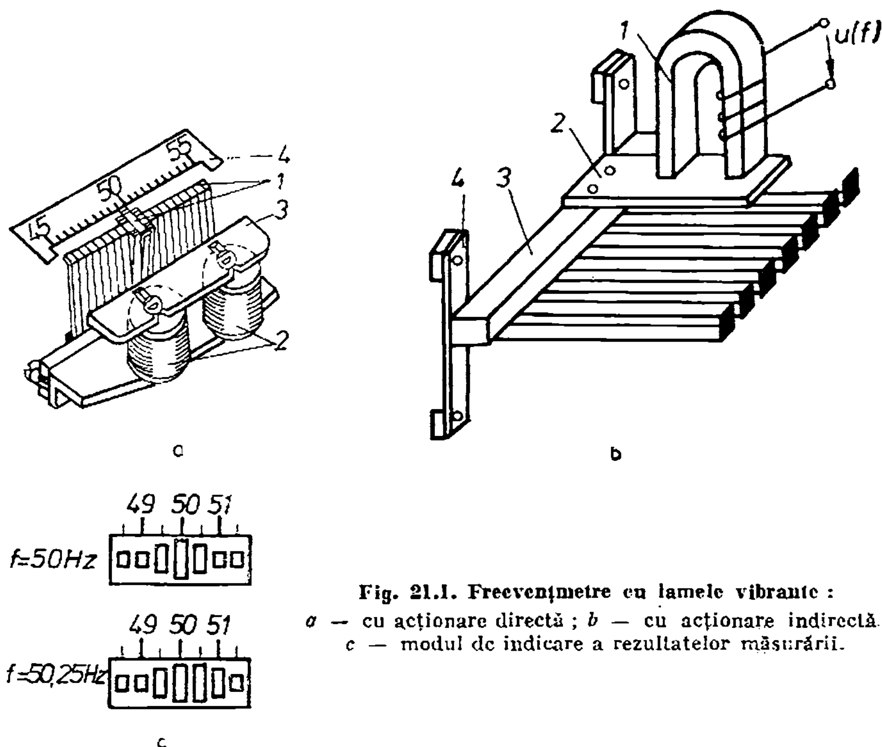



**Fig. 21.1. Frecvenţmetre cu lamele vibrante :**
*a* — cu acţionare directă ; *b* — cu acţionare indirectă ; *c* — modul de indicare a rezultatelor măsurării.

2—4 lamele a căror frecvenţă proprie de oscilaţie este egală sau apropiată de $2f$ şi care intră în rezonanţă mecanică, vibrînd cu amplitudine mare, vizibilă de la distanţă. Indicaţiile aparatului apar pe cadran sub formele reprezentate în figura 21.1, *c*. Lamelele trebuie astfel executate încît curba lor de rezonanţă mecanică să aibă o lăţime suficient de mare şi ca urmare, să vibreze întotdeauna cel puţin două lamele, existînd posibilitatea aprecierii frecvenţelor situate între valorile înscrise pe cadran.

La frecvenţmetrele cu acţionare indirectă (fig. 21.1, *b*) lamelele sînt fixate pe o traversă de metal *3*. Lamelele sînt supuse vibraţiilor cu ajutorul electromagnetului *1*, prin intermediul plăcuţei feromagnetice *2* şi a traversei *3* (fixată la capete de suporţii elastici *4*).

Frecvenţmetrele cu lamele vibrante se construiesc pentru frecvenţe pînă la circa 1 500 Hz, cu 1—4 şiruri de lamele, cuprinzînd intervale de la 90% la 110% din frecvenţa înscrisă la mijlocul şirului. Clasele de precizie ale acestor aparate sînt cuprinse între 0,2 şi 1. Tensiunile nominale sînt de obicei 110—220—380—500 V ± 20%.

### 21.1.1.2. FRECVENŢMETRE CU LOGOMETRU

Dacă cele două circuite ale unui dispozitiv de măsurat logometric, avînd impedanţe de natură diferită, se alimentează cu tensiunea a cărei frecvenţă se măsoară, cuplurile de natură electrică ce se vor exercita asupra dispozitivului mobil vor avea aceeaşi dependenţă de tensiune, însă vor fi funcţii diferite de frecvenţă. Astfel se poate elimina influenţa amplitudinii tensiunii asupra indicaţiei aparatului, aceasta fiind funcţie numai de frecvenţă.

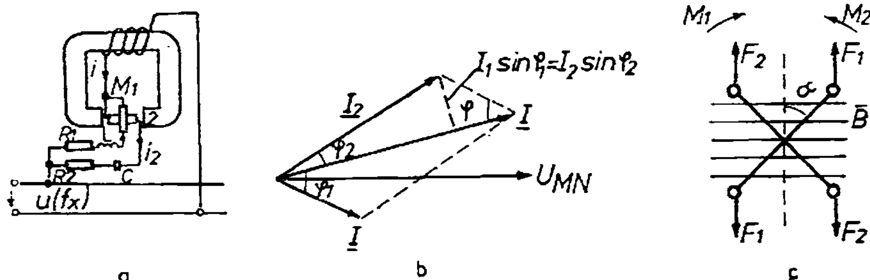



**Fig. 21.2. Frecvențmetru ferodinamic :**
*a* — schemă de principiu ; *b* — diagrama de fazori ; *c* — cuplurile ce se exercită asupra bobinelor mobile.

Se pot realiza pe acest principiu frecvențmetre feromagnetice, electrodinamice, ferodinamice și de inducție.

În figura 21.2, *a* se prezintă un frecvențmetru ferodinamic.

Instrumentul de măsurare este un logometru ferodinamic cu cîmp uniform, cu două bobine mobile decalate cu 90°. Una din bobine este înseriată cu o rezistență $R_1$ și o inductanță $L$, cealaltă cu o rezistență $R_2$ și o capacitate $C$. Circuitele bobinelor mobile sînt legate în paralel și apoi sînt înseriate cu înfășurarea de excitație a electromagnetului ; la bornele acestui ansamblu se aplică tensiunea de frecvență necunoscută.

Cuplurile de natură electrică care se exercită asupra celor două bobine sînt :

$$M_{1\,med} = k_1 I I_1 \cos \varphi_1 \sin \alpha \,;$$

$$M_{2\,med} = k_2 I I_2 \cos \varphi_2 \cos \alpha.$$

Avînd în vedere că $I_1 \sin \varphi_1 = I_2 \sin \varphi_2$ (fig. 21.2, *b*), din condiția de echilibru $M_{1med} = M_{2med}$ rezultă :

$$\mathrm{tg}\,\alpha = \frac{k_2}{k_1} \cdot \frac{\mathrm{tg}\,\varphi_1}{\mathrm{tg}\,\varphi_2}. \qquad (21.2)$$

Defazajele $\varphi_1$ și $\varphi_2$ sînt funcții de impedanțele circuitelor celor două bobine mobile și de frecvență. Întrucît parametrii $R_1$, $R_2$, $L$ și $C$ sînt constanți, se obține, în final :

$$\mathrm{tg}\,\alpha = F(f_x). \qquad (21.3)$$

Scara aparatului este neuniformă. Prin diverse măsuri de ordin constructiv (ex. modificarea unghiului de decalaj dintre bobine etc.) se poate obține o scară mai uniformă.

De obicei, circuitele celor două bobine mobile se dimensionează astfel încît ele să fie în rezonanță la frecvența nominală a aparatului.

Pe acest principiu se construiesc frecvențmetre avînd intervalul de măsurare 45—50—55 Hz, la tensiunea de 120 V sau 220 V.

#### 21.1.1.3. FRECVENȚMETRE ELECTRONICE

Majoritatea frecvențmetrelor electronice analogice sînt destinate măsurării frecvențelor în intervalul 10 Hz—100 kHz. Funcționarea acestor aparate se bazează, în principiu, pe producerea unor impulsuri de curent de formă

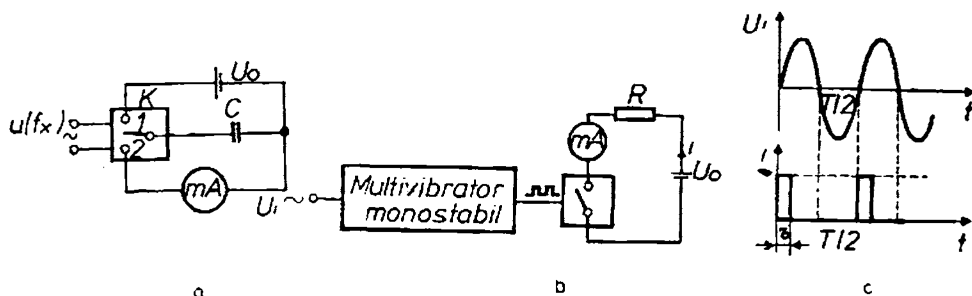



**Fig. 21.3.** Schemele de principiu ale unui frecvențmetru electronic : *a* — cu comutator electronic ; *b* — cu multivibrator.

constantă, avînd frecvența egală cu frecvența de măsurat, care produc deviația unui instrument de măsurare magnetoelectric. Schema de principiu a frecvențmetrului se indică în figura 21.3, *a*. Comutatorul electronic comută contactul *K* cu o frecvență egală cu frecvența de măsurat, producînd astfel încărcarea condensatorului *C* în timpul unei semiperioade și apoi descărcarea lui pe aparatul magnetoelectric în timpul semiperioadei următoare. Deci, în fiecare perioadă trece prin aparat sarcina electrică $q = CU_0$, iar într-o secundă sarcina $q' = f_x q = f_x C U_0$, unde $f_x$ este frecvența de măsurat. Sarcina electrică care trece prin aparat în unitatea de timp este tocmai curentul *I*, pe care-l indică acesta :

$$I = q' = f_x C U_0 = k f_x. \tag{21.4}$$

Relația este valabilă cînd constanta de timp a circuitului de descărcare este mică în comparație cu perioada de comutare a condensatorului, adică cu perioada tensiunii de măsurat, deoarece numai atunci are loc o încărcare, respectiv o descărcare completă a condensatorului după fiecare ciclu de funcționare.

Pentru ca indicația aparatului să fie proporțională cu frecvența $f_x$, trebuie ca $U_0$ și *C* să fie constante. Prin utilizarea de surse stabilizate cu diode Zener, de condensatoare și aparate magnetoelectrice de precizii ridicate, se pot obține frecvențmetre de clasa 0,2, cu mai multe game de măsurare (prin modificarea capacității *C*)și pentru mai multe tensiuni nominale.

Unele frecvențmetre au schema de principiu reprezentată în figura 21.3, *b*. Tensiunea de intrare comandă un multivibrator monostabil, care furnizează la fiecare trecere prin zero spre valori pozitive un impuls de amplitudine și durată $\tau$ constante. Multivibratorul comandă la rîndul lui un întreruptor electronic, care rămîne închis cît durează fiecare impuls ; curentul *i* prin circuitul miliampermetrului va avea aceeași formă ca și impulsurile de comandă. Curentul mediu măsurat de aparat are expresia :

$$I_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T i \,\mathrm{d}t = \frac{1}{T}\frac{U_0}{R}\tau = f_x \tau \frac{U_0}{R}, \tag{21.5}$$

deci, este proporțional cu frecvența. Precizia acestor frecvențmetre variază între 0,2% și 2%, impedanța lor de intrare fiind de circa 1 MΩ.

O altă posibilitate de a măsura frecvența este aceea de a alimenta sub tensiune constantă un condensator legat în serie cu aparatul indicator. Deoarece în practică se măsoară frecvențele unor semnale avînd diferite ampli-

tudini, aceste semnale se limitează, înainte de a fi aplicate condensatorului, cu ajutorul unor diode Zener montate în opoziție. Pentru măsurarea curentului prin circuit se utilizează un microampermetru magnetoelectric asociat cu diode redresoare. Se obține, astfel, schema reprezentată în figura 21.4, *a*.

Curentul *i* care trece prin condensator (neglijînd rezistența directă a diodelor și rezistența instrumentului) este :

$$i = C\frac{du'}{dt}.$$

Valoarea medie pe o perioadă a acestui curent va fi:

$$I_{med} = \frac{1}{T_x}\int_0^{\frac{T_x}{2}} i\,dt = \frac{C}{T_x}\int_0^{\frac{T_x}{2}} \frac{du'}{dt}\,dt = \frac{C}{T_x}\int_{-U_0}^{+U_0} du' = 2\,CU_0 f_x, \qquad (21.6)$$

$+U_0$ și $-U_0$ fiind limitele între care se modifică tensiunea la ieșirea etajului de limitare.

În cazul redresării ambelor alternanțe curentul mediu prin instrument va fi $I_{med} = 4\,CU_0 f_x$.

Adesea fiind necesară măsurarea frecvenței într-un interval limitat (de exemplu, frecvența rețelei între 45...55 Hz) se realizează și frecvențmetre cu zero decalat. În acest scop se aplică instrumentului magnetoelectric un curent de compensare de sens opus ; valoarea acestui curent determină limita inferioară de măsurare. În figura 21.4, *b* este dată schema unui frecvențmetru de acest tip, fabricat de IAEM Timișoara.

Unele frecvențmetre utilizează convertoare frecvență-tensiune care dau la ieșire o tensiune continuă proporțională cu frecvența de măsurat.

Se mai realizează frecvențmetre electronice care au la bază fie fenomenul de rezonanță într-un circuit serie LC, cuplat inductiv cu sursa a cărei frecvență este necunoscută, fie fenomenul de interferență dintre frecvența necunoscută $f_x$ și o frecvență etalon foarte apropiată $f_0 = f_x + \Delta f$.

### 21.1.2. METODA PUNȚII

Toate punțile de curent alternativ, ale căror condiții de echilibru sînt dependente de frecvență, pot fi utilizate, în principiu, pentru măsurarea frecvenței în condiții de laborator. Cele mai simple și mai răspîndite punți pentru măsurări de frecvențe sînt : puntea de rezonanță și puntea Wien-Robinson.

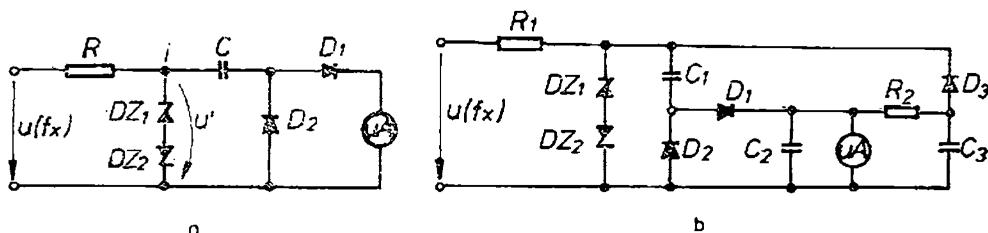
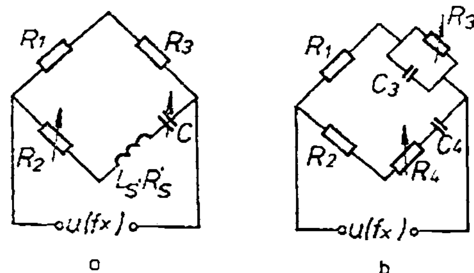



**Fig. 21.4. Schemele de principiu ale unui frecvențmetru electronic cu condensator alimentat sub tensiune constantă.**

Fig. 21.5. Punți pentru măsurarea frecvenței:
*a* — puntea de rezonanță; *b* — puntea Wien-Robinson.




Puntea de rezonanță (fig. 21.5, *a*) are trei laturi formate din rezistoare neinductive, iar a patra latură — dintr-o bobină în serie cu un condensator variabil, fără pierderi dielectrice. Echilibrarea punții se realizează prin varierea capacității și a uneia din rezistențe. La echilibru (situație în care latura $R_s$, $L_s$, $C$ este în rezonanță) sînt satisfăcute condițiile:

$$LC\omega_x^2 = 1 \text{ și } R_1R_s = R_2R_3,$$

de unde rezultă imediat:

$$f_x = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_sC}}. \qquad (21.7)$$

Puntea Wien-Robinson (fig. 21.5, *b*) este alcătuită din patru rezistoare neinductive și două condensatoare fără pierderi dielectrice. Condițiile de echilibru ale acestei punți sînt:

$$\omega_x^2 R_3R_4C_3C_4 = 1,$$

$$\frac{R_4}{R_3} + \frac{C_3}{C_4} = \frac{R_2}{R_1}.$$

Dacă se aleg $C_3 = C_4 = C$; $R_3 = R_4 = R$; $R_2 = 2\,R_1$, condiția a doua este îndeplinită automat și din prima condiție rezultă frecvența necunoscută:

$$f_x = \frac{1}{2\pi RC}. \qquad (21.8)$$

Pentru echilibrarea comodă a punții, rezistoarele $R_3$ și $R_4$ se execută sub forma unui rezistor dublu, cu mai multe decade, avînd comutatoarele rotative acționate simultan. Prin modificarea în trepte a capacităților $C$ se pot obține diferite game de măsurare.

Puntea Wien-Robinson asigură măsurări mai precise decît puntea de rezonanță, deoarece nu conține bobine (care nu se pot realiza cu aceleași precizii ca rezistoarele și condensatoarele).

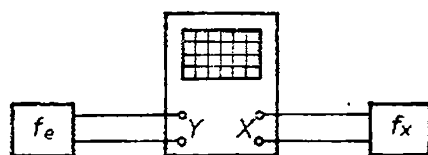
Metoda punții permite măsurarea frecvențelor cuprinse între zeci de Hz și sute de kHz, cu precizii de ordinul 0,01 –0,2%.

### 21.1.3. METODA COMPARAȚIEI

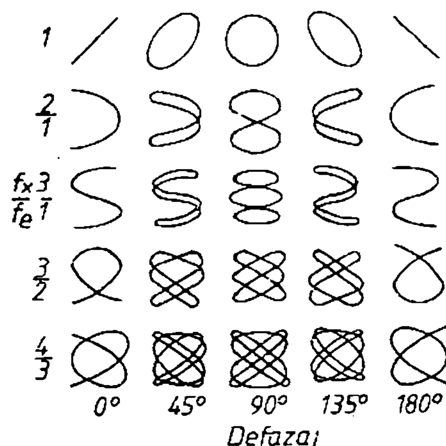
Această metodă se bazează pe compararea frecvenței de măsurat cu frecvența dată de o sursă etalon, folosind un osciloscop catodic. În practică se utilizează două variante ale acestei metode.

**Fig. 21.6. Măsurarea frecvenței prin metoda figurilor Lissajous :**

*a* — schema electrică ; *b* — forma figurilor Lissajous pentru diverse defazaje și rapoarte de frecvență.




a




b

**Metoda figurilor Lissajous** (fig. 21.6). Tensiunea de frecvență necunoscută $f_x$ se aplică la una din perechile de plăci de deflexie ale osciloscopului (ex. la intrarea $X$), deconectînd baza proprie de timp, iar la cealaltă pereche de plăci (intrarea $Y$) se aplică tensiunea de frecvență cunoscută $f_e$. Cele două semnale se consideră sinusoidale (fig. 21.6, *a*).

Dacă raportul $f_x/f_e$ este un număr rațional de forma $k_1/k_2$, $k_1$ și $k_2$ fiind numere întregi fără divizor comun, se obțin pe ecranul osciloscopului curbe închise, de genul celor reprezentate în figura 21.6, *b*, ale căror forme variază în funcție de raportul frecvențelor și de defazaj. Aceste curbe sînt cunoscute sub denumirea de *figurile lui Lissajous*.

Din forma curbei se poate deduce atît raportul frecvențelor cît și defazajul dintre cele două tensiuni. Pentru aceasta se numără punctele de intersecție ale curbei cu două drepte, una orizontală și una verticală. Dacă $n_H$ și $n_V$ sînt numerele respective, frecvența necunoscută rezultă din relația :

$$\frac{f_x}{f_e} = \frac{n_V}{n_H}. \tag{21.9}$$

Cu ajutorul figurilor Lissajous se pot compara ușor frecvențe al căror raport este mai mic de 10. Utilizarea cea mai comodă a metodei se obține în cazul egalității celor două frecvențe, cînd pe ecran apare o elipsă (care poate degenera într-o dreaptă, cînd diferența de fază dintre semnale este un număr întreg de $\pi$). Dacă frecvențele diferă foarte puțin, se obține o elipsă mobilă în jurul centrului său. Timpul $T$ în care elipsa efectuează o rotație completă este egal cu inversul diferenței celor două frecvențe

$$T = \frac{1}{f_x - f_e}.$$

Cronometrînd timpul $T$, se poate determina diferența $f_x - f_e$.

**Metoda de modulare a axei Z.** Tensiunea de frecvență necunoscută $f_x$ se aplică plăcilor de deflexie verticală (intrarea $Y$), iar un semnal dreptunghiular de frecvență $f_e$, provenit de la un generator calibrat în frecvență — pe grila osciloscopului catodic (la borna „Z MOD"). Acest semnal trebuie să aibă amplitudinea suficientă pentru a bloca fasciculul de electroni al tubului ca-

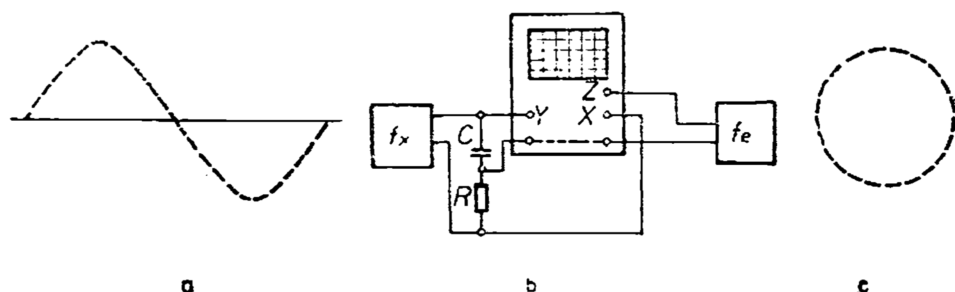



Fig. 21.7. Măsurarea frecvenței prin modularea axei Z :
a — imaginea obținută pe ecran în cazul variantei 1 ; b — schema electrică pentru varianta 2; c — imaginea de pe ecran.

todic în semiperioada sa negativă. Se reglează frecvența $f_e$ pînă cînd imaginea de pe ecran devine stabilă (fig. 21.7, a). Această imagine reprezintă semnalul de măsurat, cu întreruperi în cadența semnalului etalon.

Dacă se notează cu $n$ numărul de întreruperi ale semnalului de pe ecran în decursul unei perioade $T_x$, frecvența de măsurat rezultă din relația :

$$f_x = \frac{f_e}{n}. \qquad (21.10)$$

Într-o altă variantă a metodei (fig. 21.7, b), semnalul de frecvență necunoscută servește la producerea, cu ajutorul unui circuit defazor RC, a unei deplasări circulare a spotului pe ecran, iar semnalul dreptunghiular, de frecvență cunoscută $f_e$ se aplică la grila osciloscopului catodic (intrarea Z). Dacă imaginea este stabilă (ceea ce se obține reglînd frecvența $f_e$), numărul de porțiuni luminoase ale cercului de pe ecran indică raportul frecvențelor (fig. 21.7, c).

### 21.1.4. METODA DE REZONANȚĂ

Această metodă se bazează pe aducerea la rezonanță a unui circuit LC, în care unul din elemente, de obicei condensatorul, este variabil. Schema de principiu utilizată este prezentată în figura 21.8. Ca indicator de rezonanță se utilizează un voltmetru electronic de tensiune alternativă.

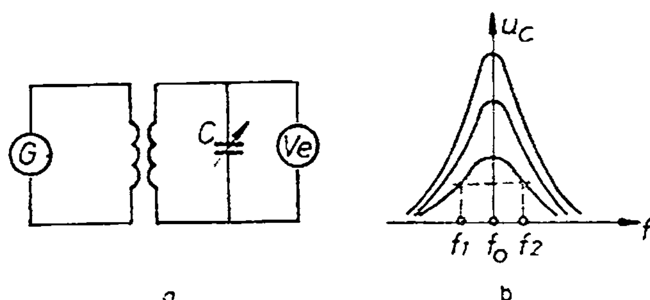



Fig. 21.8. Măsurarea frecvenței prin metoda de rezonanță :
a — schema de principiu ; b — curbele de rezonanță.

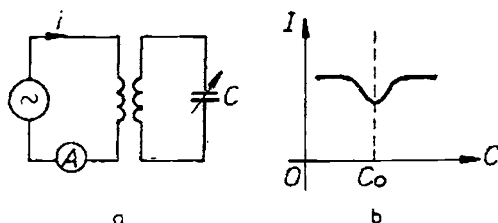



**Fig. 21.9.** Măsurarea frecvenței folosind fenomenul absorbției: *a* — schema de principiu; *b* — variația curentului în funcție de valoarea capacității *C*.

Modul de lucru este următorul: se realizează un cuplaj inductiv slab între generatorul a cărui frecvență se măsoară și circuitul LC, pentru a se reduce la minimum eventualele influențe ale circuitului oscilant asupra sursei; se variază apoi condensatorul pînă cînd circuitul LC ajunge la rezonanță (voltmetrul avînd deviația maximă). Frecvența se determină cu relația:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \tag{21.11}$$

Frecvența de măsurat se poate citi direct pe cadranul condensatorului de acord variabil, gradat în unități de frecvență.

Pe acest principiu se realizează frecvențmetre, avînd intervalul de măsurare cuprins între 100 kHz și 10 GHz, cu o precizie de ordinul 0,01...1%.

La frecvențe foarte mari se folosesc, în locul circuitului *LC*, cavități rezonante, iar scara aparatului este deseori gradată în lungimi de undă

$$\lambda = 2\pi c\sqrt{LC}, \tag{21.12}$$

unde *c* este viteza luminii. În acest caz aparatul se mai numește „undametru".

Unele frecvențmetre de rezonanță folosesc metoda absorbției, care se bazează pe transferul de energie din circuitul semnalului a cărui frecvență se măsoară într-un circuit rezonant cu care este cuplat strîns. În momentul rezonanței, curentul în circuitul semnalului scade la o valoare minimă, datorită transferului maxim de energie dintr-un circuit în celălalt. Pentru detectarea rezonanței se utilizează un ampermetru montat în circuitul sursei a cărei frecvență se măsoară (fig. 21.9).

Frecvențmetrele de acest tip se numesc *frecvențmetre cu absorbție* și se utilizează, îndeosebi, cînd puterea debitată de sursă este mică, iar măsurarea frecvenței în condițiile unui cuplaj slab nu este posibilă.

## 21.2. MĂSURAREA DIGITALĂ A FRECVENȚEI

Măsurarea digitală a frecvenței se realizează cu mare precizie folosind numărătoarele universale și frecvențmetrele digitale. Ambele tipuri de aparate au, în fond, elemente componente similare, diferind între ele prin modul de interconectare a blocurilor funcționale.

Frecvența și timpul fiind două mărimi fizice care prin natura lor sînt strîns legate între ele, majoritatea aparatelor digitale destinate măsurării frecvenței permit și măsurarea unor mărimi temporale (timpul, perioada, intervalele de timp, defazajele etc.).

Schema funcțională generală a numărătoarelor universale, implicit și a frecvențmetrelor, se compune din următoarele blocuri funcționale (fig. 21.10): circuitul de intrare *CI*, poarta principală *PP*, baza de timp formată dintr-un

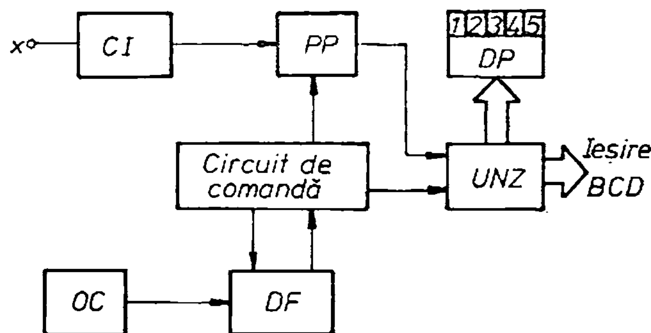



Fig. 21.10. Schema funcțională a unui numărător universal.

oscilator cu cuarț *OC* și un divizor de frecvență *DF*, unitatea de numărare zecimală *UNZ* și afișajul *DP*. Toate elementele aparatului, care asigură declanșarea, sincronizarea sau oprirea unor secvențe de lucru sînt reunite în blocul circuitului de comandă (numit și unitate de control logic).

Circuitul de intrare are rolul de a converti semnalele de intrare (alternative, impulsuri) într-o formă compatibilă cu logica interioară a aparatului, și anume într-o succesiune de impulsuri de nivel logic „0" și „1". Circuitul de intrare are în componența sa un atenuator de intrare, un etaj de limitare a tensiunii cu diode Zener pentru protejarea circuitului, un amplificator de intrare, realizat cu tranzistoare cu efect de cîmp, care conferă canalului o impedanță mare de intrare și o impedanță mică de ieșire, avînd în același timp un reglaj de nivel pentru alegerea punctului de basculare la tensiuni pozitive sau negative, precum și un trigger Schmitt care transformă semnalul în impulsuri de nivele logice „0" și „1".

Numărătoarele universale au de obicei două circuite de intrare, pentru a permite accesul și prelucrarea simultană a două semnale.

Poarta principală este în general un circuit logic combinațional cu două intrări : pe una se aplică semnalul purtător de informație, prelucrat în circuitul de intrare, pe cealaltă semnalul de comandă provenit de la baza de timp a aparatului. Cît timp poarta este comandată (semnalul de comandă fiind la nivelul logic „1"), impulsurile de date se pot propaga către numărător.

Gradul înalt de precizie al numărătoarelor universale se datorește, în primul rînd, oscilatorului cu cuarț *(OC)* de mare stabilitate. Acesta produce oscilații cu frecvența de 1 sau 10 MHz, cu erori de bază de $10^{-6}$ — $10^{-9}$. Întrucît frecvența de rezonanță a unui cristal de cuarț depinde de temperatură, la aparatele de precizie oscilatorul cu cuarț este termostatat.

Baza de timp conține un lanț de divizoare decadice. La ieșirea divizorului de frecvențe se obțin impulsuri la intervale de timp extrem de precise (0,1 μs, 1 μs, 10 μs, . . . 1 s, 10 s), în funcție de numărul de divizoare conectate în circuit.

Unitatea de numărare zecimală *(UNZ)* cuprinde numărătoarele decadice, registrele de memorie, decodificatoarele și comanda afișajului. Aici are loc numărarea impulsurilor ce trec prin poartă, în timp ce ea este deschisă ; după închiderea porții principale, numărarea impulsurilor încetează, iar rezultatul măsurării urmează să fie trecut în afișaj. Pentru a putea transfera, la nevoie, informația unui înregistrator sau unui calculator digital, ieșirile din elementele de memorie sînt legate și la un conector, la care se obține un semnal codificat în BCD.

Circuitul de comandă (unitatea de control logic) este un bloc de interfaţare a părţilor componente ale numărătorului. Această unitate poate fi programată manual prin intermediul comutatoarelor de pe panoul aparatului, automat intern de către un microprocesor în conformitate cu instrucţiunile din memoria de tip ROM sau PROM, sau automat extern cînd aparatul este conectat la un sistem automat de măsurare, de către controlorul acestui sistem, de obicei tot un microprocesor. Dintre funcţiunile îndeplinite de acest bloc se enumeră :

*a)* alegerea modului de operare a aparatului : numărarea (totalizarea) impulsurilor ; măsurarea frecvenţei ; măsurarea perioadei ; măsurarea unui raport de frecvenţe ; măsurarea unui interval de timp ; măsurarea defazajului dintre două semnale ;

*b)* comanda porţii principale ;

*c)* generarea impulsurilor de ştergere a numărătoarelor decadice şi de comandă a transferului informaţiei din memorie către afişaj ;

*d)* controlul timpului de afişare ;

*e)* comanda transferului informaţiei către un dispozitiv conectat la ieşirea *BCD* a aparatului ;

*f)* comanda diverselor indicatoare optoelectronice (unitatea de măsură, depăşirea limitei superioare de măsurare, punctul zecimal, semnalizarea stării porţii principale etc.).

În continuare se vor prezenta principalele moduri de funcţionare ale numărătorului universal.

### 21.2.1. MĂSURAREA FRECVENŢEI

Frecvenţa fiind definită ca numărul de perioade într-o unitate de timp, măsurarea frecvenţei se reduce la numărarea perioadelor într-un interval de timp.

Mărimea măsurată este tensiunea $u(f_x)$ periodică, sinusoidală sau nesinusoidală (curbele ①). Circuitul de intrare *CI* (fig. 21.11, *a*), dispune de un reglaj al nivelului de basculare al triggerului Schmitt, rezultînd impulsurile logice ② — cîte un impuls pe perioadă. Baza de timp *OC* + *DF* asigură impulsuri la intervale de timp foarte exacte de $T = 10^{-n}$s ($n$ = 6, 5, . . ., 0, −1), dacă oscilatorul cu cuarţ *OC* generează oscilaţii de 1 sau 10 MHz, sau intervale de timp $10^k\, T_e$ ($k$ = 0, 1, . . ., 7) dacă referinţa este asigurată de un generator etalon exterior cu frecvenţa $f_e = 1/T_e$.

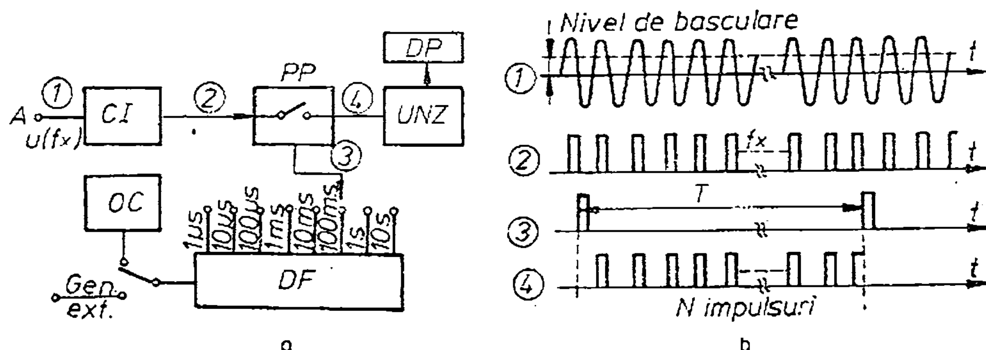



**Fig. 21.11. Frecvenţmetru digital :**
*a* — schema funcţională ; *b* — diagrama impulsurilor.

În funcție de poziția selectorului bazei de timp poarta principală *PP* va fi deschisă un interval de timp *T* dintre două impulsuri consecutive. În acest interval de timp impulsurile cu frecvența de măsurat $f_x$ sînt numărate în unitatea de numărare zecimală *UNZ*, rezultatul fiind afișat pînă cînd operatorul sau circuitul de comandă automată declanșează o nouă măsurare. Legătura dintre frecvență, intervalul de timp de numărare *T* și numărul de impulsuri *N* înregistrate este dată de relația :

$$N = Tf_x. \quad (21.13)$$

Aparatul afișează direct frecvența măsurată în Hz, kHz sau MHz în funcție de poziția selectorului bazei de timp, iar punctul zecimal se deplasează pe afișaj în mod corespunzător. Dacă, de exemplu, aparatul numără $N = 37\,895$ impulsuri în timpul $T = 10$ ms, înseamnă că frecvența este de $f_x = 3.7895$ MHz ; pe afișaj punctul zecimal se pune cu cel mult două poziții spre stînga celei mai puțin semnificative cifre, deci se afișează 3 789.5 kHz.

### 21.2.2. MĂSURAREA RAPORTULUI A DOUĂ FRECVENȚE

Cu numărătorul universal se pot compara ușor două frecvențe. Din figura 21.12 se constată că rolul oscilatorului cu cuarț a fost luat de semnalul cu frecvența mai mică, în rest aparatul funcționează ca și frecvențmetrul.

Aparatul are două intrări, cu circuitele de intrare aferente. Semnalul de la intrarea *B*, de frecvență $f_2 < f_1$ și perioadă $T_2$, după formare este aplicat divizorului decadic de frecvență *DF*, obținîndu-se impulsuri (în funcție de poziția selectorului) la intervale de timp $\tau = 10^n T_2$ ($n = 0, 1, \ldots, 6$). Din două impulsuri consecutive, unul se utilizează pentru deschiderea porții principale *PP*, celălalt pentru închiderea sa. Unitatea de numărare zecimală va consemna *N* impulsuri, fiind valabilă relația (21.13) :

$$N = \tau f_1 = 10^n T_2 f_1 = 10^n \frac{f_1}{f_2}, \text{ sau } \frac{f_1}{f_2} = 10^{-n} N.$$

Raportul celor două frecvențe se afișează, punctul zecimal fiind mutat spre stînga celei mai puțin semnificative cifre cu *n* poziții, operație controlată de circuitul de comandă, nemenționat în figura 21.12.

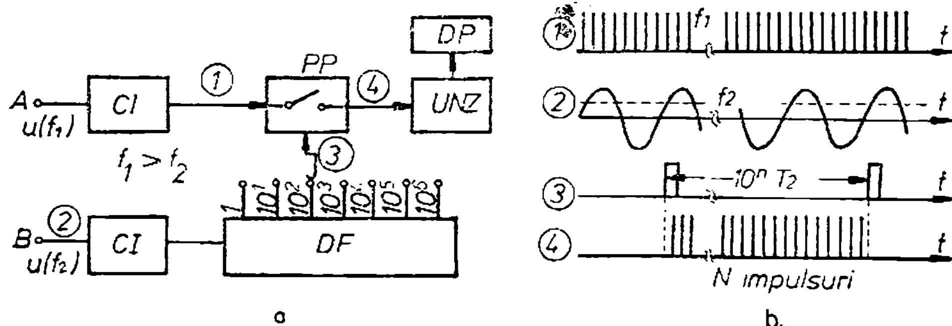



**Fig. 21.12.** Măsurarea raportului a două frecvențe :
*a* — schema funcțională ; *b* — diagrama impulsurilor.

### 21.2.3. MĂSURAREA PERIOADEI

În modul de lucru ca frecvențmetru se pot obține precizii ridicate la frecvențe relativ mari, cînd în intervalul de timp dat de baza de timp, trece spre numărător un număr suficient de mare de impulsuri, încît să fie utilizate toate cifrele afișajului.

Dacă timpul maxim de numărare este $T = 1$ s (fig. 21.11), iar afișajul are 6 cifre, cea mai joasă frecvență care încă folosește capacitatea completă a afișajului este $f_{min} = N_{min}/T = 10^5/1 = 100$ kHz, rezoluția fiind de $10^{-6}$, adică 1 Hz. Sub aceasta afișajul va fi folosit incomplet. Pentru a obține aceeași rezoluție de $10^{-6}$ (utilizarea deplină a afișajului) la măsurarea unei frecvențe de 100 Hz, la aparatul din exemplul precedent ar fi necesar timpul $T = N_{min}/f = 10^5/100 = 1\ 000$ s, adică cca 16 minute, ceea ce este cu totul inacceptabil.

În scopul asigurării unei precizii înalte și la măsurarea frecvențelor mici, s-a prevăzut și posibilitatea de măsurare a perioadei unui semnal (fig. 21.13). Diagramele de impulsuri în punctele indicate, coincid cu cele din figura 21.12, *b*, înlocuind $f_1$ cu $f_0$, $f_2$ cu $f_x$ și $T_2$ cu $T_x$. Frecvența necunoscută se divizează decadic în divizorul *DF*; în intervalul $\tau = 10^n\ T_x$ dintre două impulsuri consecutive ale bazei de timp se înregistrează $N$ impulsuri de frecvență $f_0$ ale oscilatorului cu cuarț *OC*. Și în acest mod de lucru este aplicabilă relația (21.13):

$$N = f_0 10^n T_x = \frac{f_0}{f_x} 10^n\ ;\ T_x = \frac{N}{f_0} 10^{-n}.$$

Dacă măsurarea se face pe o singură perioadă ($n = 0$), precizia s-ar putea să nu fie suficient de ridicată; din această cauză se prevede posibilitatea măsurării a $10^n$ perioade, adică afișarea unei valori medii a lui $T_x$ pe $10^n$ perioade. Rezultatul se afișează în µs, ms sau s, punctul zecimal fiind mutat în mod corespunzător.

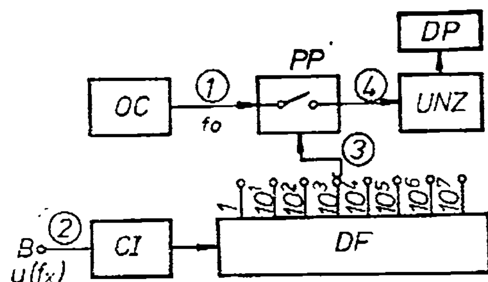



Fig. 21.13. Măsurarea perioadei unui semnal.

Acest mod de lucru prezintă un singur inconvenient și anume necesitatea efectuării unui calcul pentru obținerea frecvenței semnalului de măsurat, în funcție de perioada afișată.

### 21.2.4. MĂSURAREA INTERVALELOR DE TIMP

Măsurarea perioadei este un caz particular al măsurării intervalului de timp (se măsoară timpul dintre două puncte identice ale curbei tensiunii periodice). Pentru măsurarea timpului dintre două puncte diferite de pe aceeași curbă sau dintre două puncte de pe două curbe diferite, de aceeași frecvență,

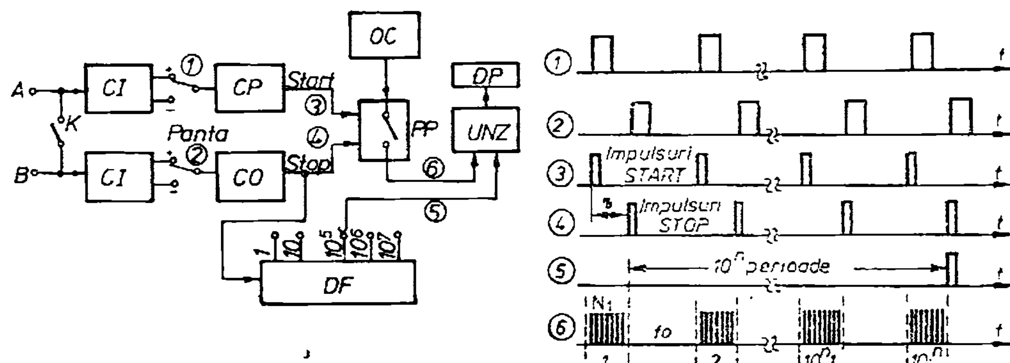



Fig. 21.14. Măsurarea intervalelor de timp:
*a* — schema funcțională; *b* — diagrama impulsurilor.

se prevede modul de lucru de măsurare a intervalelor de timp. Schema din figura 21.14, *a* este complexă, deoarece permite atît măsurarea unui singur interval de timp, cît și medierea a $10^n$ intervale consecutive.

Aparatul are două intrări. Intervalul de timp se poate măsura între două puncte aparținînd unor tensiuni separate (comutatorul *K* deschis) sau între două puncte ale aceleiași tensiuni (*K* închis), caz în care se utilizează numai o intrare. Circuitele de intrare *CI* prevăzute cu controlul nivelului, pot da la ieșirile ① și ② impulsuri dreptunghiulare care încep și se termină practic în oricare punct al curbei de variație a tensiunii. Comutatoarele de pantă au rolul de a activa circuitele de comandă a pornirii *CP* și a opririi *CO* la frontul pozitiv sau negativ al curbelor ① și ②. Poarta principală *PP* este în stare deschisă între impulsurile de START și STOP, prin ea trecînd către unitatea de numărare zecimală impulsurile oscilatorului cu cuarț *OC*, de fecvență $f_0$. Impulsurile STOP se aplică și divizorului decadic al bazei de timp; *UNZ* va totaliza impulsurile primite în cele $10^n$ intervale consecutive, numărarea fiind oprită de impulsul emis de *DF*, după numărarea a $10^n$ impulsuri STOP. Simultan se va comanda și ștergerea numărătorului din *UNZ* și transferarea informației la registru. Afișajul se va face astfel, încît punctul zecimal să țină cont de numărul de perioade pe care s-a mediat intervalul de timp.

Numărul mediu de impulsuri într-un singur interval de timp este $N_1 = N/10^n = N\,10^{-n}$, iar valoarea timpului este $\tau = N\,10^{-n}/f_0 = NT_0 10^{-n}$ (µs, ms, s).

În scopul înțelegerii modului de funcționare, în figura 21.15 se dau două modalități de utilizare ale aparatului.

Pentru măsurarea defazajului între două tensiuni de aceeași frecvență (fig. 21.15, *a*) se lucrează pe canalele *A* și *B* separate, coborînd nivelul de basculare a triggerelor din circuitele de intrare la zero. Pe ambele canale se comandă deschiderea și închiderea porții principale pe frontul pozitiv al impulsurilor ① și ②, fiind măsurat timpul $\tau$ de decalaj; dacă se măsoară și frecvența $f$ a tensiunilor ($\omega = 2\pi f$), rezultă defazajul $\varphi = \omega\tau$.

Pentru măsurarea timpului dintre două puncte arbitrare *M* și *N* ale aceleiași tensiuni (fig. 21.15, *b*) canalele *A* și *B* se unesc cu comutatorul *K* (fig. 21.14, *a*). Nivelele de basculare ale celor două triggere se reglează în dreptul punctelor dorite (de obicei se utilizează ca aparat ajutător un osciloscop catodic cu două canale) iar la START se alege panta pozitivă și la STOP panta negativă de acționare.

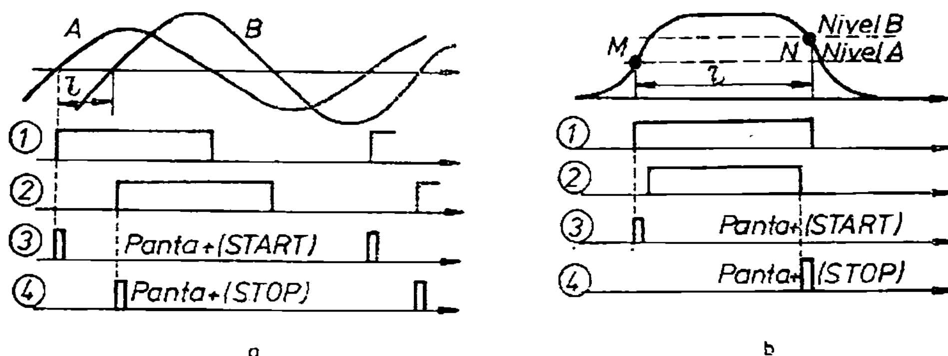



**Fig. 21.15.** Măsurarea defazajului dintre două tensiuni (*a*) și măsurarea intervalului de timp dintre două puncte arbitrare ale aceleiași tensiuni (*b*).

*Observație generală.* În afara modurilor de lucru prezentate ale numărătorului universal, se prevăd și alte funcțiuni, care permit exploatarea unor subansambluri ale sale.

Conectînd la intrare semnale periodice sau aleatoare, care trebuie totalizate, din schema bloc (fig. 21.10) se folosește doar circuitul de intrare *CI*, din *UNZ* numai numărătorul, fără memorarea valorii, și afișajul *DP*. Aparatul funcționează ca *totalizator* de impulsuri.

Oscilatorul cu cuarț *OC* fiind foarte precis, este normal să se exploateze această calitate în scopul măsurării timpului între două evenimente (electrice) oarecare, deci cu numărătorul universal în calitate de *cronometru*. În acest scop se utilizează circuitul de intrare, oscilatorul cu cuarț *OC*, poarta principală (comandată pentru pornire și oprire la momente impuse din exterior), *UNZ* și *DP*.

Unele numărătoare universale se pot utiliza și ca *divizoare de frecvență*. În acest scop circuitul de intrare *CI* se conectează în serie cu divizorul de frecvență *DF*. La intrare se aplică tensiunea cu frecvența de divizat, iar cu comutatorul bazei de timp se selectează un anumit factor de divizare. Semnalul de frecvență divizată cu $10^n$ se obține la o bornă de ieșire, situată de obicei pe panoul din spatele aparatului. În acest caz nu se afișează nimic, deci *UNZ* și *DP* nu funcționează.

### 21.2.5. ERORILE NUMĂRĂTORULUI UNIVERSAL

În general, erorile unui aparat digital se împart în două categorii : erori inerente sistemului digital (erori intrinseci) și erori specifice modului de măsurare (erori suplimentare).

În cazul numărătoarelor, indiferent de modul de măsurare ales, rezultatul măsurării este însoțit de două tipuri de erori intrinseci :

— Eroarea de numărare de $\pm 1$ (fig. 21.16). Această eroare se datorește comenzii asincrone, față de impulsurile de numărat, a porții principale (timpul de deschidere a porții principale nu este un multiplu întreg al perioadei impulsurilor de măsurat). Această eroare poate fi diminuată considerabil prin numărarea unui număr cît mai mare de impulsuri.

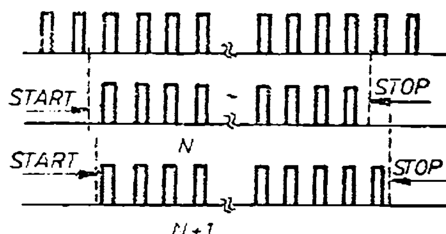



Fig. 21.16. Explicativă privind eroarea de numărare $N = \pm 1$.

— Eroarea bazei de timp $\varepsilon_0$, care înglobează erorile de temperatură (reduse la minim prin termostatarea oscilatorului cu cuarț), erorile de stabilitate de lungă durată (îmbătrînirea cristalului), de scurtă durată și erorile datorate variației tensiunii de alimentare a aparatului. În construcții pretențioase $\varepsilon_0 \geqslant 10^{-8}$, iar la aparatele uzuale $\varepsilon_0 \geqslant 10^{-5}$. Pentru ca eroarea de numărare $(\pm 1/N)$ să fie mai mică decît eroarea bazei de timp, trebuie ca afișajul să aibă un număr de cifre cu cel puțin unul mai mult decît exponentul negativ al erorii bazei de timp. De exemplu, dacă $\varepsilon_0 = 10^{-5}$, atunci afișajul va avea peste șase cifre zecimale. Este clar că eroarea este minimă cînd se folosesc toate decadele afișajului (alegerea bazei de timp depinde de operator).

La modul de lucru ca frecvențmetru, pornind de la relația (21.13) $f_x = N/T$, rezultă eroarea relativă :

$$\frac{\Delta f_x}{f_x} = \pm \frac{\Delta T}{T} \pm \frac{\Delta N}{N} = \pm \varepsilon_0 \pm \frac{1}{N} = \pm \varepsilon_0 \pm \frac{1}{f_x T}. \tag{21.14}$$

Se observă că pentru obținerea unei precizii ridicate este necesar ca $\varepsilon_0$ să fie cît mai mic, frecvența de măsurat $f_x$ și timpul de măsurare $T$ să fie cît mai mari.

La modul de lucru ca periodmetru, din relația $T_x = N/f_0$ rezultă eroarea relativă :

$$\frac{\Delta T_x}{T_x} = \pm \frac{\Delta f_0}{f_0} \pm \frac{\Delta N}{N} = \pm \varepsilon_0 \pm \frac{1}{N} = \pm \varepsilon_0 \pm \frac{1}{f_0 T_x}. \tag{21.15}$$

Pentru o precizie ridicată a măsurării se impune deci o valoare mare a perioadei, o frecvență ridicată a oscilatorului cu cuarț și o bună stabilitate a acestuia.

Din relațiile (21.14) și (21.15) rezultă o frecvență critică, deasupra căreia — din motive de precizie — este indicată măsurarea frecvenței și sub care — din aceleași motive — este indicată măsurarea perioadei. Notînd frecvența critică cu $f_{cr}$, cu $\varepsilon_{max}$ — eroarea maximă, egalînd expresiile erorilor relative pentru perioadă și frecvență, se obțin :

$$f_{cr} = \sqrt{\frac{f_0}{T}}, \tag{21.16}$$

$$\varepsilon_{max} = \frac{1}{\sqrt{f_0 T}} + \varepsilon_0. \tag{21.17}$$

Astfel, dacă aparatul este prevăzut cu un oscilator cu cuarț de 1 MHz și timpul de măsurare este 1 s, $f_{cr} = 1\,000$ Hz și $\varepsilon_{max} = 0{,}1\%$.

Erorile suplimentare se datoresc în principal zgomotului suprapus peste semnalul de bază care poate da naștere la impulsuri suplimentare la intrarea în numărător sau la comanda eronată a porții principale.

# 22
# MĂSURAREA DEFAZAJULUI ȘI A FACTORULUI DE PUTERE

Defazajul, factorul de putere și mai general intervalele de timp sînt mărimi, a căror cunoaștere este importantă în multe domenii tehnice și științifice, se pot măsura pe cale directă cu aparate speciale (fazmetre, cosfimetre) sau aparate universale cu funcții specifice (numărătorul universal digital, osciloscop, oscilograf, aparate înregistratoare), și pe cale indirectă.

## 22.1. DETERMINAREA FACTORULUI DE PUTERE PE CALE INDIRECTĂ

Conform definiției, în regim periodic permanent sinusoidal sau nesinusoidal, factorul de putere $k_p$ este raportul dintre puterea activă și puterea aparentă din circuitul electric considerat :

$$k_p = \frac{P}{S}. \tag{22.1}$$

În regim sinusoidal factorul de putere se confundă cu cosinusul defazajului dintre curent și tensiune : $k_p = \cos \varphi$.

În circuite electrice monofazate cu o schemă de măsurare a puterii active cu un wattmetru, un voltmetru și un ampermetru, neglijînd consumul propriu al aparatelor, factorul de putere rezultă :

$$k_p = \frac{P}{UI}. \tag{22.2}$$

Precizia metodei este limitată de neglijarea consumurilor proprii ale aparatelor și de erorile limită de măsurare ale celor trei aparate.

În circuitele electrice trifazate factorul de putere global se poate determina cu relația (22.1). Dacă circuitul trifazat este simetric, echilibrat și cu trei conductoare, puterea activă fiind măsurată cu metoda celor două wattmetre, factorul de putere se poate determina cu relația :

$$k_p = \cos \varphi = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}} = \frac{1}{\sqrt{1 + 3\left(\frac{P_2 - P_1}{P_2 + P_1}\right)^2}}. \tag{22.3}$$

$P_1$ și $P_2$ fiind puterile indicate de wattmetre.

Metodele cu wattmetre permit determinarea factorului de putere la un moment dat. Factorul de putere mediu pe un interval de timp prezintă impor-

tanță în exploatarea instalațiilor electrice și se determină pe baza măsurării energiei active și reactive consumate :

$$\mathrm{tg}\,\varphi_{med} = \frac{W_r}{W_a}; \quad \text{deci} \quad \cos\varphi_{med} = \frac{W_a}{\sqrt{W_a^2 + W_r^2}}. \tag{22.4}$$

## 22.2. METODE DE MĂSURARE DIRECTĂ A DEFAZAJULUI ȘI A FACTORULUI DE PUTERE

### 22.2.1. COSFIMETRE ELECTRODINAMICE

Cosfimetrul electrodinamic se realizează pe baza logometrului electrodinamic (par. 5.5.3) bobinele fixe fiind parcurse de curentul $I$ iar cele două bobine mobile de curenții $I_1$ și $I_2$ (fig. 22,1, *a* și *b*). La echilibru suma cuplurilor active este nulă, poziția $\alpha$ a acului indicator fiind dată de relația :

$$\frac{I_2 \cos\varphi_2}{I_1 \cos\varphi_1} = \frac{\cos(\beta_1 - \alpha)}{\cos(\beta_2 + \alpha)}. \tag{22.5}$$

Pentru a se obține un aparat care să măsoare defazajul, în circuitul bobinei mobile *1* se înseriază o rezistență $R$, iar în cel al bobinei *2* o induc-

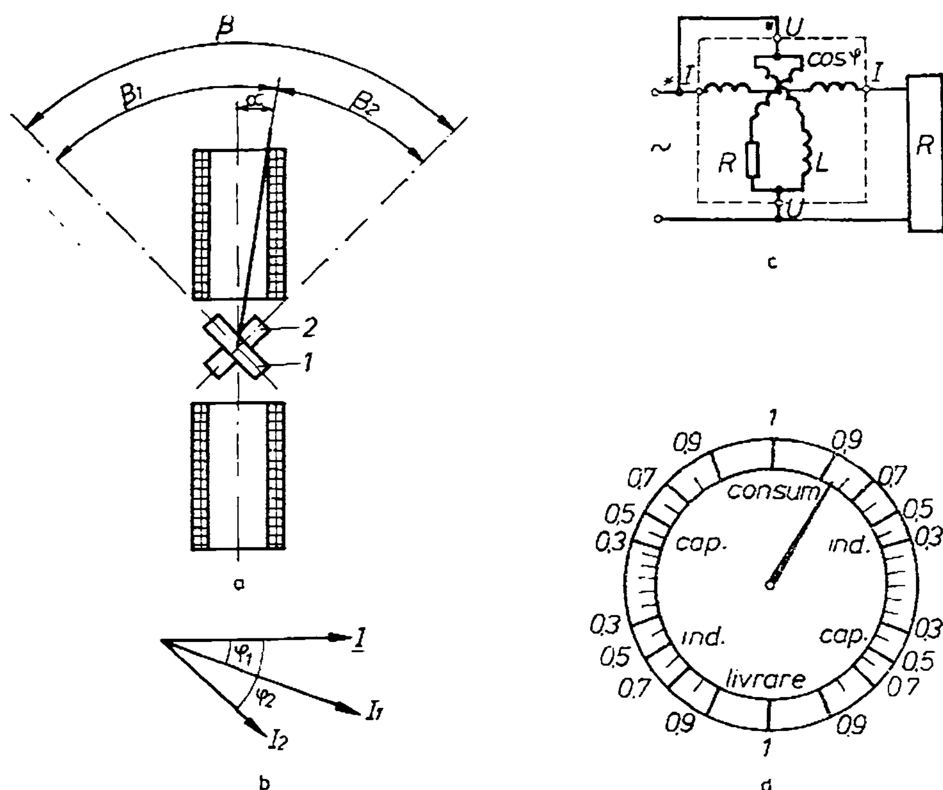



**Fig. 22.1. Cosfimetrul electrodinamic monofazat :**

*a* — construcția logometrului electrodinamic ; *b* — diagrama de fazori a curenților ; *c* — schema de conectare a cosfimetrului ; *d* cadranul unui cosfimetru de tablou.

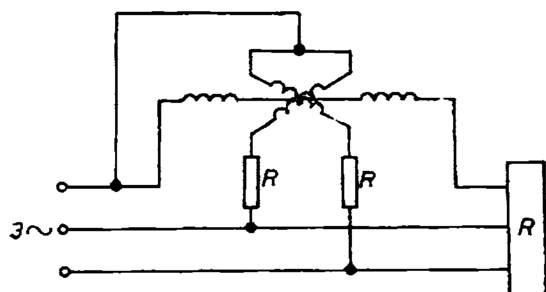



Fig. 22.2. Schema electrică a cosfimetrului electrodinamic trifazat.

tanță $L$, astfel încît caracterul celor două circuite să fie rezistiv ($\varphi_1 = \varphi$), respectiv inductiv ($\varphi_2 = \pi/2 - \varphi$) și la frecvența nominală să existe relația $R = \omega L$ (fig. 22.1, c). Constructiv se impune $\beta = \frac{\pi}{2}$, $\beta_1 = \beta$, $\beta_2 = 0$, relația (22.5) se transformă în:

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \alpha, \text{ de unde } \alpha = \varphi. \tag{22.6}$$

Rezultă că deviația acului indicator este numeric egală cu valoarea defazajului $\varphi$. În aplicațiile industriale de regulă prezintă interes nu defazajul, ci factorul de putere. Din acest motiv cadranul aparatului se gradează în diviziuni de $\cos \varphi$ și cadranul este bilateral (inductiv și capacitiv) cu deschiderea de 180°. Unele cosfimetre se construiesc cu patru cadrane, pentru indicarea factorului de putere în anumite puncte ale rețelelor de transport unde energia poate circula în ambele sensuri (fig. 22.1, d).

În circuite trifazate simetrice și echilibrate se poate folosi un cosfimetru monofazat cu circuitul de tensiune conectat între o fază și punctul neutru, dacă acesta este accesibil sau se utilizează un cosfimetru trifazat (fig. 22.2). Instrumentul de bază diferă de cel monofazat prin unghiul $\beta = 120°$ între planele bobinelor mobile, cu ambele bobine fiind înseriate două rezistențe de valori egale, iar ecuația de echilibru este tot $\alpha = \varphi$.

Cosfimetrele electrodinamice (sau ferodinamice) pot funcționa numai la frecvența nominală. Clasele de precizie se situează între 0,5 și 2,5.

#### 22.2.2. FAZMETRE ELECTRONICE

Valoarea medie a unui șir de impulsuri dreptunghiulare de amplitudine constantă este proporțională cu raportul dintre lățimea impulsurilor și perioada lor. Această constatare stă la baza funcționării fazmetrelor electronice analogice.

Cele două tensiuni, al căror defazaj se măsoară, se aplică la detectoarele-formatoare $DN_1$ și $DN_2$, care cuprind cîte un detector de nul, amplificator și elemente de referință pentru stabilizarea nivelului $U_0$ al tensiunii dreptunghiulare (fig. 22.3). Amplificatorul diferențial $AO$ are la ieșire tensiunea:

$$u_a = A(u_n - u_i) = \frac{R_2}{R_1}(u_n - u_i). \tag{22.7}$$

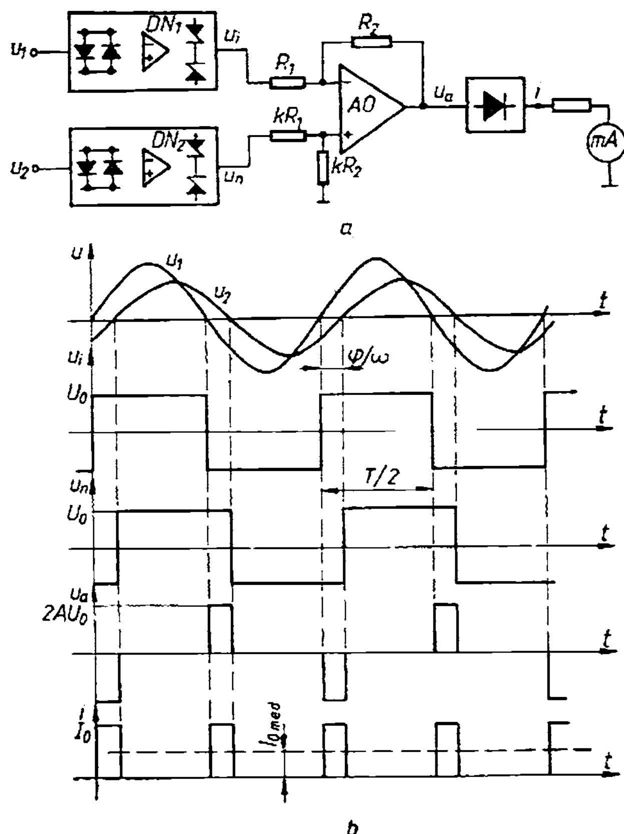



**Fig. 22.3. Fazmetru electronic analogic :**
*a* — schema de principiu ; *b* — variația principalelor mărimi ale schemei.

Întrucît amplitudinile ambelor tensiuni dreptunghiulare sînt egale, rezultă că $u_a$ va avea valoare diferită de zero numai în intervalele cînd ele au semne contrare :

$$u_a = 2\frac{R_2}{R_1} U_0 \quad \text{pentru} \quad t \in \left(0, \frac{\varphi}{\omega}\right);$$

$$u_a = 0 \quad \text{pentru} \quad t \in \left(\frac{\varphi}{\omega}, \frac{T}{2}\right).$$

Tensiunea $u_a$ redresată se aplică unui instrument magnetoelectric, acesta avînd deviația proporțională cu valoarea medie a curentului (dacă frecvența este suficient de mare $f \geqslant 20$ Hz) :

$$I_{0med} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i \, dt = \frac{\omega}{\pi}\int_0^{\varphi/\omega} I_0 \, dt = \frac{\varphi I_0}{\pi}. \tag{22.8}$$

La un aparat calibrat $I_0$ este o constantă a aparatului, astfel indicația instrumentului magnetoelectric este proporțională cu defazajul dintre cele două tensiuni de la intrare.

Erorile de măsurare depind de eroarea de detecție a zeroului, tensiunea de decalaj al $AO$, stabilitatea nivelului $I_0$ al curentului și eroarea instrumentală. Ultimul termen nu se poate reduce sub valoarea clasei de precizie a instrumentului, din care motiv eroarea globală a fazmetrelor nu coboară sub 0,5% — 2%. Ele permit măsurarea defazajului între tensiuni periodice de orice formă în intervalul de frecvențe de 20 Hz—50 kHz.

Numărătorul universal digital are de obicei și funcția $A - B$, care servește la măsurarea intervalelor de timp, inclusiv a defazajelor. Pentru măsurarea timpului dintre două puncte diferite de pe aceeași curbă sau dintre două puncte a două curbe de aceeași frecvență, blocurile componente ale numărătorului universal se interconectează în modul indicat în cap. 21.

Precizia metodei de măsurare digitale este cea mai mare dintre toate metodele folosite la ora actuală (erori de 0,001% —0,1%).

### 22.2.3. MĂSURAREA DEFAZAJELOR CU OSCILOSCOPUL CATODIC

Osciloscopul este un aparat deosebit de util, adesea unic, pentru măsurarea intervalelor de timp. El permite decuparea unor porțiuni de semnal, măsurarea intervalelor de timp dintre puncte oarecari, fronturi de impuls, informații care obținute simultan cu forma variației în timp a tensiunilor studiate sînt mai utile decît valorile globale măsurate cu precizie.

Baza de timp principală a osciloscopului aplică pe plăcile deflexiei orizontale tensiunea de baleiaj în dinți de ferăstrău, care asigură desfășurarea uniformă a axei timpului. În poziția „CALIBRAT" a selectorului bazei de timp, viteza de baleiaj (nr. de diviziuni orizontale pe unitate de timp) are valoare cunoscută, numărul indicat de selector fiind de obicei constanta de baleiaj $k_b$ (μs/div, ms/div, s/div), care este inversa vitezei de baleiaj. Măsurînd distanța $x$ dintre punctele dorite ale curbei (fig. 22.4), intervalul de timp corespunzător este:

$$t_x = \frac{x \cdot k_b}{e}, \qquad (22.9)$$

unde $e$ este extensia imaginii pe orizontală (în stare neextinsă $e = 1$).

Precizia măsurării depinde de eroarea de liniaritate a baleiajului, eroarea de citire, eroarea bazei de timp și eroarea extensiei. Eroarea de citire are valoare minimă dacă punctele de măsură se aduc în dreptul axei centrale cu diviziuni fine, dacă panta curbei în dreptul axei este cît mai abruptă și dacă imaginea se întinde cît mai mult pe ecran. Eroarea de liniaritate a tensiunii de baleiaj orizontale (tensiunea liniar variabilă) este minimă dacă imaginea studiată se află în zona primei părți de 80% a ecranului. Ținînd cont de toate erorile normale timpul se poate măsura cu erori de 3—5%.

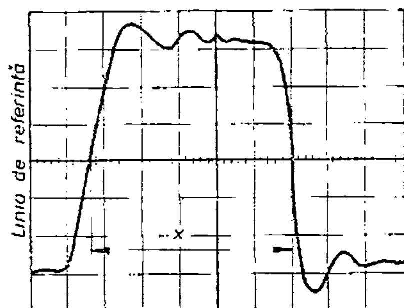


**Fig. 22.4. Poziționarea corectă a imaginii pe ecranul osciloscopului pentru măsurarea intervalelor de timp.**

Osciloscoapele de frecvență mare, echipate cu bază de timp întîrziată, permit măsurări de timp mult mai precise. După cum s-a arătat în § 9.4.1, momentul declanșării bazei întîrziate $B$ se poate regla, poziția declanșării pe

tensiunea liniar variabilă $A$ fiind indicată pe un indicator cu vernier, sau un indicator numeric. În modul de lucru „$A$ iluminat de $B$" pe curba de studiat, desfășurată de baleiajul principal apare o zonă intens iluminată cu lungimea în timp $\Delta t$, care se reglează cu selectorul bazei de timp $B$ (fig. 22.5). Se înregistrează poziția inițială a segmentului luminos ($N_0$), după care cu potențiometrul de reglaj se deplasează acest segment pînă descrie complet porțiunea de curbă cuprinsă între punctele dorite. Indicatorul va indica noua poziție a segmentului prin numărul $N_x$. Timpul măsurat se obține cu relația :

$$t_x = \frac{N_x - N_0}{100} k_b. \qquad (22.10)$$

**Fig. 22.5.** Măsurarea intervalelor de timp cu osciloscopul cu bază de timp întîrziată.

În exemplul din figura 22.5, dacă $k_b = 100 \mu s/\text{div}$, rezultă $t_x = (5{,}47 - 1{,}68)100 = 379\ \mu s$.

Erorile de măsurare sînt de ordinul a 1%—2%.

Cu un osciloscop cu două canale defazajul între două tensiuni se poate măsura cu ușurință. Semnalele fiind periodice defazajul se calculează prin măsurarea distanțelor orizontale $x$ și $l$ (fig. 22.6. $a$) corespunzătoare defazajului, respectiv perioadei :

$$\varphi = 360 \frac{x}{l} \quad (\text{grad}). \qquad (22.11)$$

Pe un osciloscop care are canalul orizontal accesibil din exterior, se poate determina defazajul dintre două tensiuni sinusoidale prin aplicarea lor (evident după atenuare-amplificare) pe plăcile deflexiei verticale ($u_1$) și orizontale ($u_2$), obținîndu-se o figură Lissajou eliptică (fig. 22.6, $b$). Prin măsurarea înălțimii $a$ a dreptunghiului în care se înscrie elipsa și segmentul $b$ decupat de elipsă pe axa verticală se poate determina defazajul :

$$\varphi = \arcsin \frac{b}{a}. \qquad (22.12)$$

Precizia metodei este limitată, erorile uzuale sînt de 4%—5%.

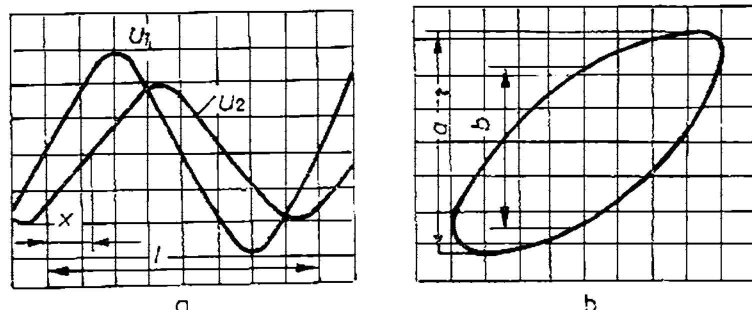



**Fig. 22.6.** Măsurarea defazajului între două tensiuni cu :
$a$ — osciloscop cu două canale ; $b$ — osciloscop prin metoda figurii Lissajous.

# 23
# MĂSURAREA REZISTENȚEI

Rezistența este o mărime fizică a cărei măsurare se face într-un larg interval valoric, de la $10^{-8}$ Ω (rezistențe de contact, rezistențele unor conductoare masive) și pînă la $10^{18}$ Ω (rezistențe unor izolanți de bună calitate), în gama frecvențelor de la 0 (c.c.) pînă la sute de megahertzi. Rezistența se poate măsura fie în curent continuu, fie în curent alternativ. În consecință, s-a dezvoltat o mare varietate de metode de măsurare în funcție de intervalul valoric, frecvență, eroare admisibilă, cerințe impuse modului de afișare (analogic sau digital).

Alegerea unei anumite metode este condiționată în principal de ordinul de mărime prezumat pentru rezistență și de precizie impusă măsurării.

*În curent continuu*, rezistența unui receptor pasiv este definită ca raportul dintre tensiunea la bornele sale și curentul care-l străbate :

$$R = \frac{U}{I}. \tag{23.1}$$

*Metodele de măsurare a rezistenței în c.c.* sînt :

1) *metoda directă*, în care se citește valoarea rezistenței pe scara gradată sau pe panoul de afișare al ohmmetrului sau megohmmetrului (analogic sau digital) folosit în funcție de ordinul de mărime al rezistenței ;

2) *metoda directă cu substituție*, în care precizia măsurării este determinată de precizia rezistenței de comparație utilizată și de stabilitatea sursei de tensiune continuă de alimentare.

Metoda directă și metoda directă cu substituție sînt utilizate în măsurări de precizie medie, cu aparatele analogice obținîndu-se precizii de 4—5%, iar cu aparatele digitale precizia crescînd la 0.05—0.5% ;

3) *metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului*, care, folosind două aparate, realizează o precizie de măsurare mai redusă. Precizia în metoda indirectă este funcție de precizia aparatelor folosite și de montajul adoptat (amonte sau aval) ;

4) *metodele de punte*, la care precizia măsurării este funcție de clasa de precizie a punții. Rezistențele mici, cu valori cuprinse între $10^{-6}$ Ω și 1 Ω, se măsoară cu puntea Thomson (§ 6.1.2) ; rezistențele medii, cu valori cuprinse între 1 Ω și $10^6$ Ω se măsoară cu puntea Wheatstone (§ 6.1.1) ; rezistențele mari, peste $10^6$ Ω se măsoară cu puntea Megohm (§ 6.1.3) ;

5) *metode de punte cu substituție*, la care precizia de măsurare depinde numai de precizia cu care este cunoscută rezistența etalon care se substituie mărimii de măsurat. În consecință, metoda de punte cu substituție este indicată pentru măsurările de foarte mare precizie, atingîndu-se precizii de 0,005 ÷ 0,001%.

*În curent alternativ*, rezistenţa unui receptor pasiv este definită ca raportul dintre puterea activă consumată de receptor şi pătratul valorii efective a curentului alternativ care-l străbate :

$$R = \frac{P}{I^2}. \quad (23.2)$$

Rezistenţa în c.c a unui receptor este constantă ; în curent alternativ rezistenţa variază în funcţie de frecvenţa tensiunii de alimentare, ca o consecinţă a efectului pelicular, a efectului de proximitate, a pierderilor prin curenţi turbionari şi prin histerezis.

În curent alternativ, măsurarea rezistenţei se face printr-o metodă indirectă ; se determină puterea consumată de receptor cu un wattmetru, iar cu un ampermetru valoarea efectivă a curentului care-l străbate. Limita superioară a intervalului de frecvenţă al aparatelor folosite trebuie să fie mai mare decît frecvenţa la care se măsoară rezistenţa.

## 23.1. METODE DIRECTE DE MĂSURARE A REZISTENŢEI

Aparatele care permit măsurarea directă a rezistenţelor se numesc ohmmetre (intervalul de măsurare este sub $10^4$—$10^6$ Ω) şi megohmmetre (intervalul de măsurare este mai mare decît $10^4$—$10^6$ Ω).

În conformitate cu relaţia de definiţie (23.1), rezultă că pentru a se măsura o rezistenţă se pot adopta următoarele variante :

*a)* să se menţină constantă tensiunea la bornele rezistenţei şi să se măsoare curentul prin rezistenţă ;

*b)* să se menţină constant curentul şi să se măsoare tensiunea la bornele rezistenţei. Prima variantă este utilizată la ohmmetrele analogice, iar cea de a doua la ohmmetrele digitale.

### 23.1.1. OHMMETRE ŞI MEGOHMMETRE MAGNETOELECTRICE ANALOGICE

Un aparat destinat măsurării unei rezistenţe este alcătuit din :

*1)* sursă de tensiune continuă (electrochimică sau electronică) ;

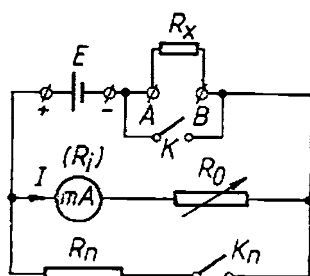
*2)* instrumentul indicator (miliampermetru sau logometru magnetoelectric) ;

*3)* elemente de reglaj pentru curentul de deviaţie maximă şi rezistenţe pentru schimbarea gamei de măsurare.

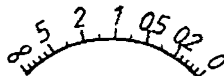
#### 23.1.1.1. OHMMETRUL CU SCHEMĂ SERIE

Se foloseşte pentru măsurarea unor rezistenţe de 10—$10^6$ Ω. În schemă (fig. 23.1, *a*) *E* reprezintă o baterie uscată de 1,5...30 V. Tensiunea sursei nu este constantă, bateria prin descărcare reducîndu-şi tensiunea. Din cauza variaţiei tensiunii de alimentare între o valoare maximă $U_{max}$ şi o valoare minimă $U_{min}$, este necesar ca în schemă, în serie cu miliampermetrul de rezistenţă internă $R_i$, să se conecteze o rezistenţă de reglaj $R_0$.

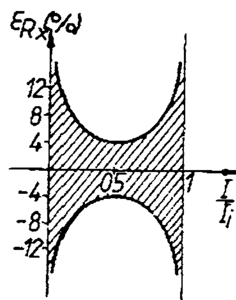
Ohmmetrul nu măsoară corect decît pentru o anumită valoare a tensiunii. Pentru a verifica dacă tensiunea este cea corectă, se scurtcircuitează bornele



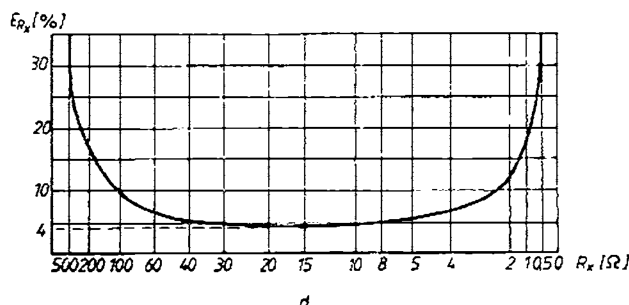

a




b




c




d

**Fig. 23.1. Ohmmetrul cu schemă serie :**
*a* — schema electrică ; *b* — scara gradată ; *c* — eroarea de măsurare a unei rezistențe ; *d* — eroarea de măsurare a unei rezistențe cu multimetrul MAVO-35.

de intrare (în fig. 23.1, *a*) cu întreruptorul $K$. În acest caz, rezistența de măsurat fiind $R_x = 0$, curentul prin miliampermetru este :

$$I_i = \frac{U}{R_0 + R_i}. \tag{23.3}$$

Se variază rezistența $R_0$, astfel încît acul indicator să devieze pînă la $\alpha_{max}$.

În schemă se prevăd și rezistențele $R_n$ ($n = 1, 2, 3, 4$) cu rolul de a schimba gama de măsurare a aparatului. Presupunînd închis unul din întreruptoarele $K_n$, curentul prin miliampermetru rezultă :

$$I = \frac{U}{R_x + \dfrac{(R_0 + R_i)R_n}{R_0 + R_i + R_n}} \cdot \frac{R_n}{R_0 + R_i + R_n} = \frac{U}{R_x(R_0 + R_i + R_n) + R_n(R_0 + R_i)}. \tag{23.4}$$

Deviația $\alpha$ a instrumentului magnetoelectric rezultă :

$$\alpha = \frac{I}{C_i} = \frac{U}{C_i} \frac{1}{R_0 + R_i + R_x\left(1 + \dfrac{R_0 + R_i}{R_n}\right)}. \tag{23.5}$$

*Observații*

*1*) Caracteristica statică de transfer $\alpha = f(R_x)$ are un caracter hiperbolic. Scara este neuniformă, cu o densitate mai mare a gradațiilor către valoarea $R_x = \infty$ (fig. 23.1, *b*).

*2*) Scara este gradată invers, deviația $\alpha = 0$ corespunzînd la $R_x = \infty$ și deviația $\alpha = \alpha_{max}$ corespunzînd la $R_x = 0$. Reglajul la $\alpha = 0$ se face variind rezistența $R_0$, avînd întreruptorul $K$ închis.

3) Rezistența $R_n$ corespunzătoare unui anumit domeniu de măsurare se dimensionează din condiția ca $\alpha = \frac{\alpha_{max}}{2}$ să corespundă unei valori impuse pentru rezistența de măsurat;

4) Eroarea de măsurare a unei rezistențe cu ohmmetrul se calculează cu relația:

$$\varepsilon_{R_x} = \pm \frac{c}{100} \frac{1}{\frac{I}{I_i}\left(1 - \frac{I}{I_i}\right)}. \qquad (23.6)$$

În figura 23.1, c se prezintă eroarea relativă de măsurare a unei rezistențe pentru un ohmmetru cu clasa de precizie $c = 1$ realizat cu un instrument magnetoelectric.

23.1.1.2. OHMMETRUL CU SCHEMĂ PARALEL

Se folosește pentru măsurarea unor rezistențe mici, sub $10-10^2\ \Omega$.

În schemă (fig. 23.2, *a*) se folosește o rezistență $R$ pentru reglajul de infinit al ohmmetrului.

Curentul prin miliampermetru este:

$$I = \frac{U}{\frac{R_x R_i}{R_x + R_i} + R} \cdot \frac{R_x}{R_x + R_i} = C_i \cdot \alpha \qquad (23.7)$$

iar deviația este:

$$\alpha = \frac{I}{C_i} = \frac{U}{C_i} \cdot \frac{1}{R + R_i + \frac{RR_i}{R_x}}. \qquad (23.8)$$

*Observații*

1) Caracteristica statică de transfer, $\alpha = f(R_x)$ este neliniară, deci scara rezultă neuniformă (fig. 23.2, *b*).

2) Scara este gradată în sens normal, crescător. Pentru $R_x = 0$, $\alpha = 0$, iar pentru $R_x = \infty$, $\alpha = \alpha_{max} = \frac{U}{C_i} \cdot \frac{1}{R + R_i}$. Pentru reglajul de maxim, cînd bornele A, B sînt libere (rezistența $R_x$ neconectată), se variază $R$ pînă cînd indicatorul ajunge în dreptul reperului $\infty$.

Precizia ohmmetrelor, în zona mijlocie a scării este de $2 \ldots 5\%$, exprimată în procente din lungimea totală a scării gradate.

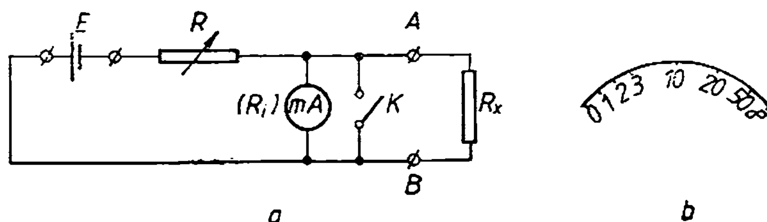



**Fig. 23.2. Ohmmetrul cu schemă paralel:**
*a* — schema electrică; *b* — scara gradată.

Se construiește asemănător cu ohmmetrul cu schemă serie, însă are ca sursă interioară un mic generator (inductor), care furnizează o tensiune ridicată, de 500, 1 000 sau 2 500 V, corespunzător cu cerințele circuitului în care se măsoară rezistența (de exemplu, rezistența de izolație a unei instalații electrice). Ca instrument indicator se folosește un logometru magnetoelectric (realizat din două bobine decalate la 90°, cuplate pe același ax). În circuitul bobinei $b_2$, în serie cu rezistența adițională $R'_2$ se conectează rezistența $R_x$ de măsurat (fig. 23.3, *a*). La echilibru, momentele celor două cupluri care acționează asupra celor două bobine (fig. 23.3, *b*) devin egale, iar deviația este o funcție de raportul curenților ce parcurg bobinele:

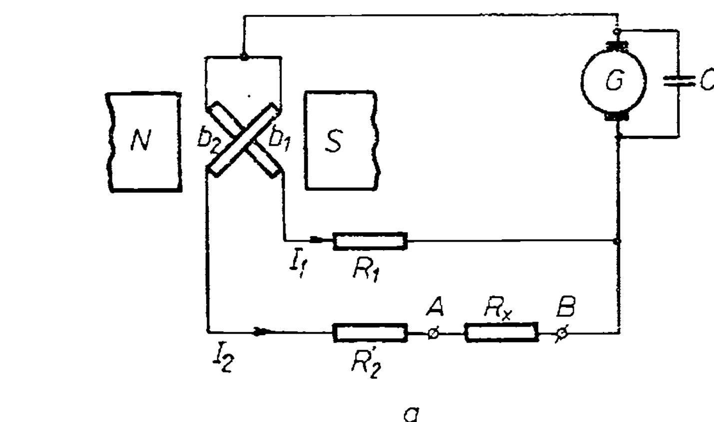
$$\alpha = f\left(\frac{I_1}{I_2}\right). \tag{23.9}$$

Înlocuind curenții $I_1$ și $I_2$ cu expresiile:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} \text{ și } I_2 = \frac{U}{R_2 + R_x}, \tag{23.10}$$

în care: $R_1 = R'_1 + r_1$, $R_2 = R'_2 + r_2$; $r_1$ și $r_2$ sînt rezistențele proprii ale bobinelor, se obține:

$$\alpha = f\left(\frac{R_2 + R_x}{R_1}\right). \tag{23.11}$$



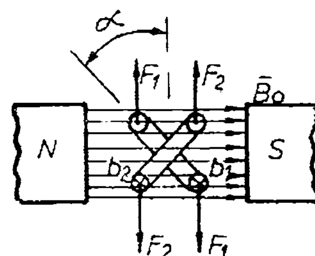




**Fig. 23.3. Megohmmetrul magnetoelectric:**
*a* – schema electrică; *b* – referitoare la principiul de funcționare; *G* – generator de c.c.; *C* – condensator de filtraj; $b_1$, $b_2$ – bobinele logometrului de rezistențe $r_1$, $r_2$.

*Observații*

*1*) Caracteristica statică de transfer a megohmmetrului logometric este liniară.

*2*) Indicația $\alpha$ este independentă de tensiunea sursei, adică de viteza de rotație a indusului generatorului.

Intervalul de măsurare al megohmmetrelor se extinde de la 0,02...0,2 MΩ (limita inferioară), pînă la 50...500 MΩ., putînd atinge în unele cazuri o limită superioară de 10 000 MΩ. Precizia maximă nu depășește clasa 1.

### 23.1.2. OHMMETRE ELECTRONICE ANALOGICE ȘI DIGITALE

În practică se folosesc două principii de realizare a ohmmetrelor electronice :

*1*) prin măsurarea căderii de tensiune pe rezistența $R_x$ ;

*2*) prin conectarea rezistenței $R_x$ în bucla de reacție a unui amplificator operațional.

Deci principiul ohmmetrului clasic este perfecționat, prin folosirea conversiei tensiune-rezistență. Prin conversie se obține o tensiune funcție de rezistența de măsurat. Tensiunea este măsurată analogic sau digital.

*1*) Prima variantă de conversie (fig. 23.4, *a*) folosește o sursă de curent constant, care debitează pe rezistența de măsurat $R_x$. Căderea de tensiune pe $R_x$ este amplificată de amplificatorul operațional *A*, a cărui tensiune de ieșire e măsurată de un voltmetru. Gamele de măsurare sînt obținute prin comutarea rezistențelor de reacție ale amplificatorului *A* și prin modificarea curentului generat de sursă.

*2*) A doua variantă de conversie se prezintă în figura 23.4, *b*.

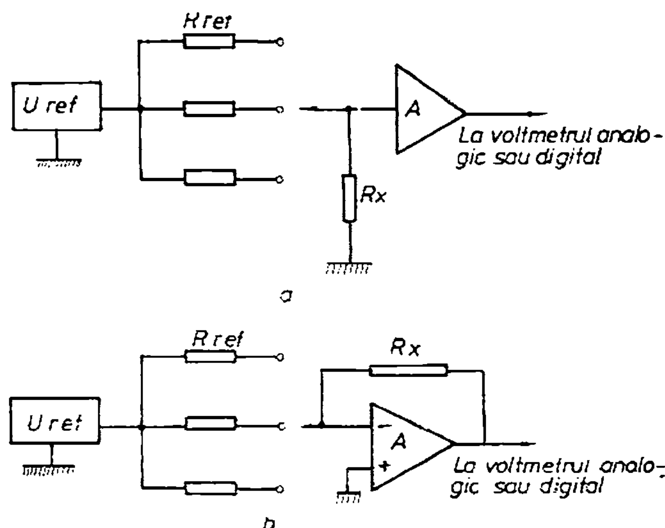



**Fig. 23.4. Ohmmetru electronic :**
*a* — varianta 1 ; *b* — varianta 2.

Intrarea inversoare a amplificatorului $A$ fiind practic la potențialul masei, rezultă :

$$\frac{U_2}{U_{ref}} = \frac{R_x}{R_{ref}}, \qquad (23.12)$$

de unde

$$R_x = \frac{R_{ref}}{U_{ref}} U_2. \qquad (23.13)$$

Tensiunea $U_2$ măsurată de voltmetru este proporțională cu $R_x$.

Ohmmetrele digitale au o precizie de măsurare între 0,01% și 0,5% pentru rezistențe între 1 Ω și 10 MΩ. Curentul prin rezistența de măsurat variază între 0,1 μA (pentru rezistențe mari) și 100 mA (pentru rezistențe mici).

## 23.2. METODA DIRECTĂ CU SUBSTITUȚIE PENTRU MĂSURAREA REZISTENȚEI

În metoda directă cu substituție, este folosit un singur aparat indicator : ampermetru, voltmetru sau logometru magnetoelectric. Precizia de măsurare a rezistenței $R_x$ este independentă de clasa de precizie a aparatului folosit. În schemele din figura 23.5, *a* și *b*, rezistența necunoscută $R_x$ se montează în paralel cu o rezistență de precizie $R_c$ reglabilă, de valoare cunoscută.

Metoda implică două măsurări succesive, rezistența de măsurat $R_x$ fiind înlocuită cu rezistența $R_c$, care se reglează pînă cînd se obține aceeași indicație a aparatului indicator, pentru ambele poziții ale comutatorului $K$.

Valoarea mărimii de măsurat $R_x$ este egală cu valoarea mărimii reglate $R_c$.

În schema din figura 23.6, *c*, $R_x$ este conectată în serie cu una din bobinele mobile ale logometrului magnetoelectric, iar $R_c$ în serie cu cealaltă. Se variază rezistența de precizie $R_c$, pînă cînd logometrul magnetoelectric indică valoarea zero.

Precizia de măsurare depinde de precizia cu care se cunoaște rezistența $R_c$ și de stabilitatea sursei de tensiune.

## 23.3. METODA INDIRECTĂ (A AMPERMETRULUI ȘI VOLTMETRULUI) DE MĂSURARE A REZISTENȚEI

Metoda indirectă se utilizează la măsurarea rezistențelor a căror valoare depinde de tensiunea aplicată.

Pentru măsurarea rezistenței în c.c prin metoda indirectă se utilizează două aparate magnetoelectrice de precizie : un ampermetru și un voltmetru.

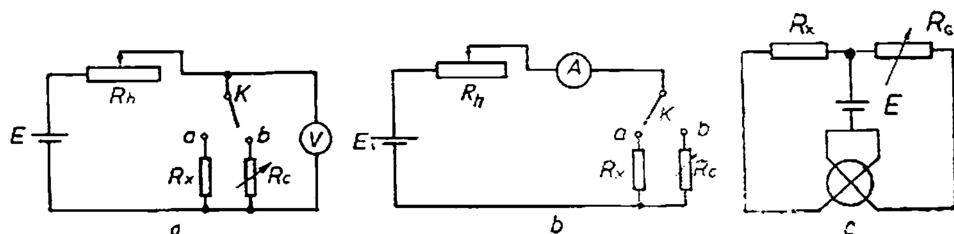



**Fig. 23.5. Metoda directă cu substituție folosind :**
*a* — voltmetru ; *b* — ampermetru ; *c* — logometru magnetoelectric.

După modul de montare a voltmetrului față de ampermetru se disting: montajul amonte (fig. 23.6, *a*) și montajul aval (fig. 23.6, *b*).

Notînd cu $U$ și $I$ indicațiile voltmetrului și ampermetrului, dacă se calculează rezistența cu relația:

$$(R_x)_{măsurat} = \frac{U}{I} \tag{23.14}$$

se comite o eroare sistematică de metodă ce trebuie corectată.

Expresiile corecte ale rezistenței se stabilesc ținînd seama de consumurile aparatelor de măsurat (se cunosc: $R_A$ — rezistența internă a ampermetrului și $R_V$ — rezistența internă a voltmetrului).

*a*) În *montaj amonte* relația corectă de calcul se stabilește ținînd seama de căderea de tensiune pe rezistența internă a ampermetrului:

$$R_x = \frac{U_R}{I} = \frac{U - R_A I}{I} = \frac{U}{I} - R_A. \tag{23.15}$$

Eroarea absolută sistematică de metodă se calculează cu relația:

$$\Delta R_x = (R_x)_{măsurat} - R_x = R_A \tag{23.16}$$

iar eroarea relativă în montaj amonte rezultă:

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_A}{R_x}. \tag{23.17}$$

Eroarea relativă de metodă în montaj amonte este pozitivă și cu atît mai mică, cu cît rezistența $R_x$ de măsurat este mai mare decît rezistența internă $R_A$ a ampermetrului.

*b*) În *montaj aval* relația corectă de calcul se stabilește ținînd seama de curentul ce trece prin voltmetru:

$$R_x = \frac{U}{I_R} = \frac{U}{I - I_v} = \frac{U}{I - \frac{U}{R_V}}. \tag{23.18}$$

Eroarea absolută sistematică de metodă se calculează cu relația:

$$\Delta R_x = (R_x)_{măsurat} - R_x = \frac{R_x R_V}{R_x + R_V} - R_x = -\frac{R_x^2}{R_x + R_V} \tag{23.19}$$

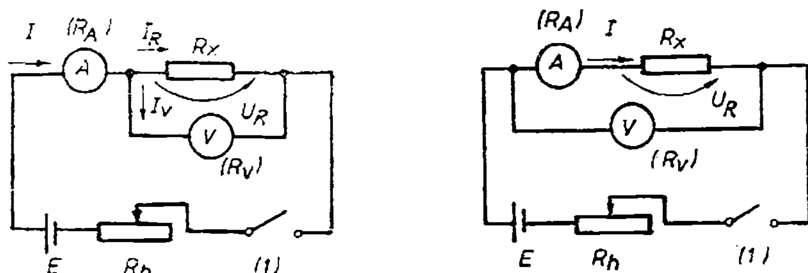



**Fig. 23.6. Metoda indirectă de măsurare a rezistenței:**
*a* — montajul aval; *b* — montajul amonte.

iar eroarea relativă în montaj aval rezultă :

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = -\frac{R_x}{R_x + R_V} = -\frac{1}{1 + \frac{R_V}{R_x}}. \tag{23.20}$$

Eroarea relativă de metodă în montaj aval este negativă şi cu atît mai mică, cu cît rezistenţa $R_x$ de măsurat este mai mică decît rezistenţa $R_V$ a voltmetrului.

*Eroarea relativă limită* cu care se măsoară rezistenţa $R_x$ este :

*a*) în *montaj amonte*

$$\varepsilon_{r_l} = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \left(\frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I}\right)\left(1 + \frac{R_A}{R_x}\right); \tag{23.21}$$

*b*) în *montaj aval*

$$\varepsilon_{i_l} = \frac{\Delta R_x}{R_x} = \left(\frac{\Delta U}{U} + \frac{\Delta I}{I}\right)\left(1 + \frac{R_x}{R_V}\right), \tag{23.22}$$

în care :

$\frac{\Delta U}{U} = \frac{c_V}{100} \cdot \frac{U_m}{U}$ este eroarea relativă limită cu care se măsoară tensiunea $U$;

$c_V$ — clasa de precizie a voltmetrului ; $U_m$ — limita maximă a intervalului de măsurare a voltmetrului.

$\frac{\Delta I}{I} = \frac{c_A}{100} \cdot \frac{I_m}{I}$ — eroarea relativă limită cu care se măsoară curentul $I$ ;

$c_A$ — clasa de precizie a ampermetrului ; $I_m$ — limita maximă a intervalului de măsurare al ampermetrului.

*Concluzii*

1) Pentru măsurarea unei rezistenţe mici se va adopta montajul aval, iar pentru o rezistenţă mare — montajul amonte.

2) Pentru ca erorile relative limită să fie minime, la măsurarea unei rezistenţe $R_x$ cu un ampermetru avînd rezistenţa $R_A$ şi cu un voltmetru avînd rezistenţa $R_V$, se va alege montajul :

— aval dacă $R < \sqrt{R_A R_V}$ ;

— amonte dacă $R > \sqrt{R_A R_V}$.

3) La măsurarea rezistenţei prin metoda indirectă cu aparate magnetoelectrice avînd clasa de precizie $c = 0{,}2$, se obţine o precizie de $1 \div 2\%$.

## 23.4. METODE DE PUNTE PENTRU MĂSURAREA REZISTENŢEI

În funcţie de valoarea rezistenţei, se vor adopta puntea Thomson (§ 6.1.2), puntea Wheatstone (§ 6.1.1), puntea Megohm (§ 6.1.3).

## 23.5. METODA DE PUNTE CU SUBSTITUŢIE

Măsurarea cu precizie ridicată (0,005%) a unei rezistenţe se poate face cu ajutorul punţii Wheatstone (fig. 23.7) utilizînd metoda de substituţie.

Într-o metodă de punte cu substituţie se fac două măsurări succesive, rezistenţa de măsurat fiind înlocuită cu o rezistenţă de precizie, de valoare foarte apropiată de $R_x$.

Deci măsurarea comportă două etape:

*a*) În prima etapă se măsoară cu puntea Wheatstone rezistența necunoscută $R_x$ și se obține:

$$R_x = \frac{a}{b} R_1 = kR_1. \tag{23.23}$$

*b*) În etapa a doua se înlocuiește rezistența $R_x$ cu o rezistență de precizie, cunoscută, $R_e$, care se măsoară cu același raport $\frac{a}{b}$:

$$R_e = \frac{a}{b} R_2 = kR_2, \tag{23.24}$$

$R_1$ și $R_2$ fiind valorile rezistenței reglabile a punții, pentru care se obține echilibrul în prima, respectiv în a doua etapă a măsurării. Rezultă:

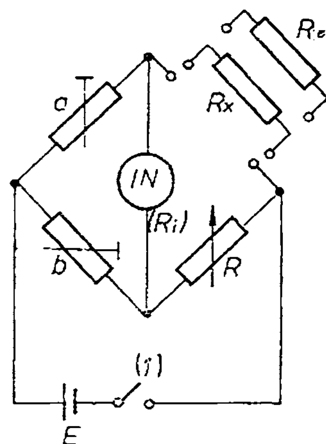


Fig. 23.7. Metoda de punte cu substituție.

$$R_x = R_e\left(1 + \frac{R_1 - R_2}{R_2}\right). \tag{23.25}$$

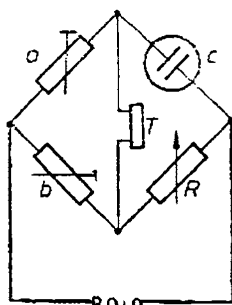
Deoarece $R_e$ este foarte apropiat de $R_x$, termenul $\frac{R_1 - R_2}{R_2}$ poate fi făcut foarte mic și eroarea cu care se determină $R_x$ depinde de precizia cu care este cunoscută $R_e$ și este independentă de precizia punții utilizate.

## 23.6. MĂSURAREA REZISTIVITĂȚII ELECTROLIȚILOR

În curent continuu, măsurarea rezistivității unui electrolit este perturbată de apariția t.e.m. de polarizare *e* (fig. 23.8, *b*) care se opune trecerii curentului prin electrolit. Legea lui Ohm devine:

$$R = \frac{U - e}{I}, \tag{23.26}$$

în care $U$ este tensiunea aplicată la bornele celulei care conține electrolitul; $R$ — rezistența coloanei de electrolit, $I$ — curentul prin electrolit, e-t.e.m, de polarizare. T.e.m de polarizare depinde de natura chimică și de concentrația



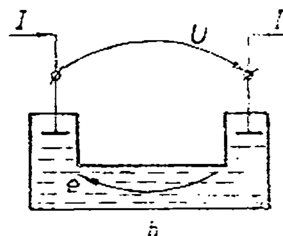




**Fig. 23.8. Puntea Kohlrausch:**
*a* — schema electrică; *b* — celula de electrolit.

electrolitului, de valoarea curentului $I$ și de timpul de trecere al curentului prin electrolit. Valoarea t.e.m. variază între 0,5 — 2 V. În consecință, măsurarea rezistenței unui electrolit se face folosind o sursă de tensiune alternativă, pentru a evita fenomenul de polarizare.

Puntea Kohlrausch, folosită pentru măsurarea rezistivității unui electrolit, se alimentează cu o tensiune alternativă, avînd frecvența în domeniul audio, $f = 800-1\,400$ Hz, indicatorul de nul fiind o cască telefonică (fig. 23.8, *a*). Celula cu electrolit de rezistență $R_x$ se introduce în unul din brațele punții. Dacă $l$ este lungimea coloanei de electrolit, iar $A$ aria secțiunii coloanei de electrolit, celula are constanta $C = \frac{l}{A}$.

Variind rezistența de comparație pînă cînd se obține sunet minim în casca telefonică, rezultă :

$$R_x = \frac{a}{b} R. \tag{23.27}$$

Rezistivitatea electrolitului rezultă :

$$\rho_x = R_x \cdot \frac{A}{l} = R_x \frac{1}{C}. \tag{23.28}$$

Dacă se introduce în celulă un electrolit etalon de rezistivitate cunoscută $\rho_e$ și se măsoară rezistența $R_e$, se poate determina constanta celulei :

$$C = \frac{R_e}{\rho_e}. \tag{23.29}$$

Deci, rezistivitatea electrolitului $\rho_x$ este :

$$\rho_x = \frac{R_x}{R_e} \rho_e. \tag{23.30}$$

*Observație*

Celula de măsurare prezintă o capacitate și în consecință, se obține un sunet minim, nu zero.

# 24
# MĂSURAREA IMPEDANŢEI

Impedanţa $Z$ şi componentele sale, rezistenţa $R$ şi reactanţa $X$, reprezintă parametrii care caracterizează elementele de circuit (rezistoare, bobine, condensatoare), folosite în construcţia aparatelor şi maşinilor electrice. Măsurarea acestor mărimi este necesară în numeroase cazuri practice, impunînd dezvoltarea unor variate aparate şi metode de măsurare în funcţie de :

— intervalul de măsurare ;

— frecvenţă ;

— precizia impusă (eroarea de măsurare).

*a*) Intervalul de măsurare pentru capacitate este de la $10^{-6}$ F la 1 F, iar pentru inductivitate de la $10^{-9}$ H la $10^{5}$ H.

*b*) Impedanţa se măsoară începînd de la frecvenţa zero (curent continuu) şi frecvenţa industrială (50 Hz), la frecvenţe audio (20...20 000 Hz) şi la frecvenţe înalte (0,1...1 000 MHz).

*c*) Eroarea de măsurare variază de la 1...5% în cazul unor aparate analogice, pînă la 0,01% în cazul unor punţi de măsurare speciale.

Deşi varietatea aparatelor pentru măsurarea impedanţei este foarte mare, se poate realiza o clasificare a metodelor folosite, în :

*1*) *metode directe*, care utilizează aparate construite pentru a indica direct mărimea $Z$, $C$ sau $L$ ;

*2*) *metode indirecte*, care utilizează relaţii de calcul în funcţie de mărimi măsurate direct cu ampermetre, voltmetre, wattmetre) ;

*3*) *metode de punte* care utilizează schemele de punte.

## 24.1. MĂSURAREA MODULULUI ŞI FAZEI UNEI IMPEDANŢE

### 24.1.1. METODE DIRECTE DE MĂSURARE A IMPEDANŢEI. IMPEDANŢMETRE

Impedanţmetrele ($Z$-metrele) măsoară fie numai impedanţa în modul, fie modulul şi defazajul impedanţei.

Furnizînd desigur o informaţie mai redusă decît aparatele care măsoară parametrii $R$, $L$, $C$ şi $Q$[1], $D$[2] sau tg $\delta$, impedanţmetrele prezintă avantajul posibilităţii de folosire într-o bandă relativ largă de frecvenţe. Pentru măsurarea modulului impedanţei se poate folosi metoda măsurării tensiunii la bornele lui $Z_x$ sau a curentului prin impedanţă. Pentru a se lărgi intervalul de măsurare a impedanţei, de la $\Omega$ la M$\Omega$, se pot folosi transformatoare de adaptare (trafo de tensiune şi trafo de curent cu prize) (fig. 24.1 *a*).

---

[1] $Q$ — factorul de calitate ;

[2] $D$ — factorul de disipaţie.

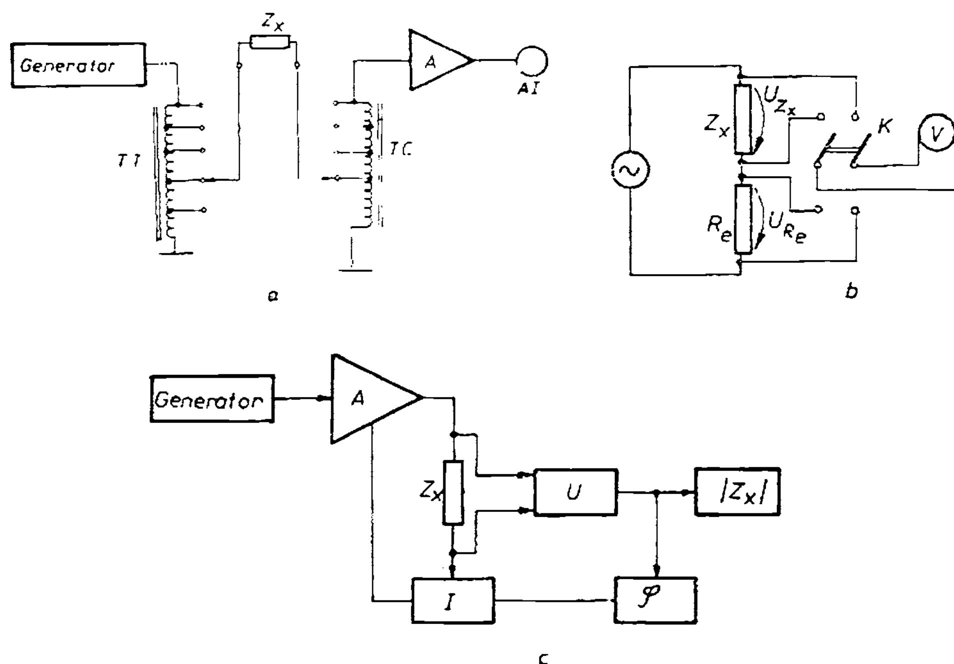



**Fig. 24.1. Măsurarea impedanței prin metode directe :**

*a* — impedanțmetru în modul (*TT* — transformator de tensiune, cu prize multiple ; *TC* — transformator de curent, cu prize) ; *b* — măsurarea modulului impedanței prin metoda directă cu substituție ; *c* — impedanțmetru vectorial : (*G* — generator de frecvență variabilă ; *A* — amplificator cu reglare automată a amplificării ; *I* — detector de curent, *U* — detector de tensiune, $Z_x$ — indicator al modulului impedanței, $\varphi$ — fazmetru electronic).

O altă posibilitate de măsurare a impedanței o reprezintă metoda directă cu substituție, care utilizează o rezistență etalon (de valoare cunoscută cu precizie). Cu un voltmetru (analogic sau digital) (fig. 24.1, *b*) se măsoară căderea de tensiune pe impedanța $Z_x$ ($U_{Z_x}$) ; apoi se măsoară căderea de tensiune pe rezistența $R_e$ ($U_{R_e}$). Desigur

$$\frac{U_{Z_x}}{U_{R_e}} = \frac{Z_x}{R_e}$$

adică :

$$Z_x = R_e \frac{U_{Z_x}}{U_{R_e}}. \tag{24.1}$$

Dacă rezistența de precizie este reglabilă, se poate varia $R_e$ pînă cînd cele două tensiuni sînt egale $U_{Z_x} = U_{R_e}$, obținîndu-se

$$Z_x = R_e. \tag{24.2}$$

Pentru măsurarea impedanței în modul și fază, se folosește impedanțmetrul vectorial (fig. 24.1, *c*).

Pentru $Z_x \leqslant 1\,000\ \Omega$, amplificatorul $A$ este comandat de detectorul de curent $I$, care sesizînd curentul prin $Z_x$, reglează automat amplificarea prin $A$, astfel încît curentul rămîne constant, independent de valoarea lui $Z_x$. Ten-

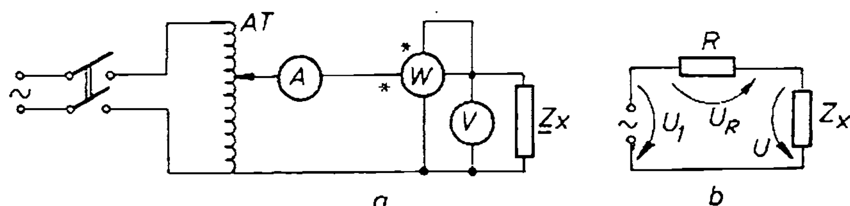



Fig. 24.2. Măsurarea impedanței prin metode indirecte :
a — metoda wattmetru-voltmetru-ampermetru ; b — metoda celor trei tensiuni.

siunea la bornele lui $Z_x$, proporțională cu $Z_x$, este preluată de detectorul de tensiune $U$ și aplicată indicatorului $|Z_x|$, gradat în $\Omega$.

Semnalele de la ieșirile blocurilor $U$ și $I$ sînt aplicate fazmetrului $\varphi$, care indică defazajul $\varphi_x$ al impedanței, în valoare și semn.

Pentru $Z_x > 1\,000\ \Omega$, schema funcționează similar, dar cu menținerea constantă a tensiunii.

Aparatul are avantajul că nu necesită nici un reglaj, indică direct $Z_x$ și $\varphi_x$ într-o gamă largă de valori (1 $\Omega$...10 M$\Omega$), independent de frecvență (între 5 și 500 kHz). Are însă o precizie redusă (5% pentru $Z_x$ și 6° pentru $\varphi_x$).

### 24.1.2. METODE INDIRECTE DE MĂSURARE A IMPEDANȚEI

Metodele indirecte sînt : metoda ampermetru-voltmetru-wattmetru și metoda celor trei tensiuni.

*1) Metoda ampermetru-voltmetru-wattmetru* se bazează pe măsurarea puterii consumate de impedanță, a tensiunii la borne și a curentului absorbit, cu aparatele din schema din figura 24.2. Montajul este aval, pentru ca tensiunea aplicată impedanței să fie măsurată direct. Notîndu-se $P_w$, $U$ și $I$ indicațiile wattmetrului, voltmetrului și ampermetrului și $R_{wu}$, $R_v$, $R_e$ rezistențele circuitului de tensiune al wattmetrului, voltmetrului și respectiv rezistența lor echivalentă $R_e = \dfrac{R_{wu} R_v}{R_{wu} + R_v}$, rezultă pentru $Z_x$, $X_x$ și $R_x$ formulele date în tabelul 24.1.

*Tabelul 24.1*

**Formule de calcul pentru $R_x$, $X_x$, $Z_x$, măsurate prin metoda wattmetru-voltmetru-ampermetru, montaj aval**

| Parametrul | Formula exactă | Formula aproximativă | Observații |
|---|---|---|---|
| $R_x$ | $\dfrac{P_w - \dfrac{U^2}{R_e}}{I^2 - \dfrac{2P_w}{R_e} + \left(\dfrac{U}{R_e}\right)^2}$ | $\dfrac{P_w}{I^2}$ | $R_e = \dfrac{R_{wu} R_v}{R_{wu} + R_v}$ |
| $X_x$ | $\dfrac{\sqrt{U^2 I^2 - P_w^2}}{I^2 - \dfrac{2P_w}{R_e} + \left(\dfrac{U}{R_e}\right)^2}$ | $\dfrac{\sqrt{U^2 I^2 - P_w^2}}{I^2}$ | $P_w$, $U$, $I$ — valori citite la wattmetru, voltmetru și ampermetru. Schema echivalentă considerată serie |
| $Z_x$ | $\dfrac{U}{\sqrt{I^2 - \dfrac{2P_w}{R_e} + \left(\dfrac{U}{R_e}\right)^2}}$ | $\dfrac{U}{I}$ | |

Formulele exacte se folosesc în cazul cînd $R_e < R_x$ sau au valori apropiate, iar dacă $R_e \ll R_x$ se pot folosi formule aproximative, în care se neglijează consumul aparatelor de măsurat.

*2*) *Metoda celor trei tensiuni* presupune măsurarea tensiunilor $U_1$, $U_R$ și $U$ conform schemei din figura 24.2. *b*, (în care $R$ este o rezistență nereactivă), cu un voltmetru electronic (pentru a se elimina erorile datorate efectului de șuntare al voltmetrului). Relațiile de calcul sînt incluse în tabelul 24.2.

*Tabelul 24.2*

**Formule de calcul pentru $R_x$, $X_x$, $Z_x$ măsurate prin metoda celor trei tensiuni**

| Parametrul | Formula | Observații |
|---|---|---|
| $R_x$ | $\frac{1}{2} R \cdot \left[\left(\frac{U_1}{U_R}\right)^2 \quad \left(\frac{U}{U_R}\right)^2 - 1\right]$ | $R$ — rezistență nereactivă îndeplinind condiția $R \ll Z_x$ |
| $X_x$ | $\frac{1}{2} R \sqrt{\left[\left(\frac{U_1}{U_R} + \frac{U}{U_R}\right)^2 - 1\right] \cdot \left[1 - \left(\frac{U_1}{U_R} - \frac{U}{U_R}\right)^2\right]}$ | Voltmetrul care măsoară $U$, $U_r$, $U_1$ trebuie să aibă |
| $Z_x$ | $R \cdot \frac{U}{U_R}$ | $R_e \ll Z_x$ |

*Observații*

*1*) Metodele indirecte permit măsurarea parametrilor $Z$, $R$ și $X$ în *condițiile de lucru* ale obiectelor examinate (bobine, condensatoare, rezistoare), deci se folosesc :

*a*) în cazurile în care nu se pot utiliza alte metode mai exacte (de punte), pentru că ar modifica regimul de lucru al impedanței de măsurat ;

*b*) în cazurile în care elementele de circuit (de exemplu consumatori de energie electrică) nu pot fi scoase din instalație sau trebuie controlate în timpul funcționării lor.

De asemenea, aceste metode se folosesc la încercările mașinilor și aparatelor electrice de joasă sau înaltă tensiune pentru determinarea reactanțelor, rezistențelor și impedanțelor acestor echipamente.

*2*) În cazul impedanțelor cu pronunțat caracter reactiv, de exemplu transformatoare sau mașini electrice de c.a. funcționînd în gol, condensatoare, linii electrice în gol, wattmetrul utilizat este necesar să fie de $\cos \varphi_{nom}$ redus, pentru a se micșora erorile de măsurare a puterii active $P_w$.

*3*) La metoda celor trei tensiuni, rezistența $R$ introdusă în serie cu impedanța măsurată, trebuie să fie mică în comparație cu $Z_x$ pentru a nu disipa o putere mai mare decît suportă fără a se decalibra.

*Metodele de punte* pentru măsurarea impedanței au fost prezentate în cap. 6.

## 24.2. MĂSURAREA CAPACITĂȚII

Ca și impedanța în general, capacitatea se poate măsura prin : metoda directă, indirectă și de punte.

*1*) *Metoda directă* folosește aparate electronice numite *capacimetre*. Măsurarea se face începîndu-se de la capacități foarte mici (miimi de picofarazi) pînă la zeci de nanofarazi. Precizia de măsurare este între 0,2 și 4% în funcție și de indicatorul folosit (digital sau analogic).

2) *Metoda indirectă* utilizează voltmetrul și ampermetrul în montaje amonte și aval, precizia de măsurare fiind între 1 și 2%.

3) *Metodele de punte* sînt cele mai răspîndite și cele mai precise (precizia de măsurare variază între 0,1 și 0,5%), pentru măsurarea capacităților folosindu-se atît punți simple funcționînd în c.a. (tabel 24.3), punți cu transformatoare (tabel 24.4) punți cu circuite de măsurare în dublu T, punți de rezonanță, cît și punți digitale automate.

### 24.2.1. METODA DIRECTĂ DE MĂSURARE A CAPACITĂȚII. CAPACIMETRE

În general, capacimetrele funcționează după principiul obținerii unei tensiuni sau a unui curent proporțional cu capacitatea de măsurat și al măsurării tensiunii sau curentului cu un aparat analogic sau digital.

Pentru măsurarea unei capacități mici se folosește schema din figura 24.3, *a*. Se măsoară căderea de tensiune, la bornele unei rezistențe etalon $R$, produsă de curentul $\underline{I}_c$ care parcurge capacitatea necunoscută $C_x$, la aplicarea unei tensiuni alternative cunoscute $\underline{U}$.

Rezistența $R$ are o valoare foarte mică în comparație cu reactanța capacitivă $X_c = \frac{1}{\omega C_x}$

$$U_R = RI_c = R\omega UC_x, \tag{24.3}$$

unde : $U$ este tensiunea de frecvență $f$ furnizată de generator și

$$\omega = 2\pi f.$$

Din relația (24.3) rezultă :

$$C_x = \frac{U_R}{R\omega U} = KU_R. \tag{24.4}$$

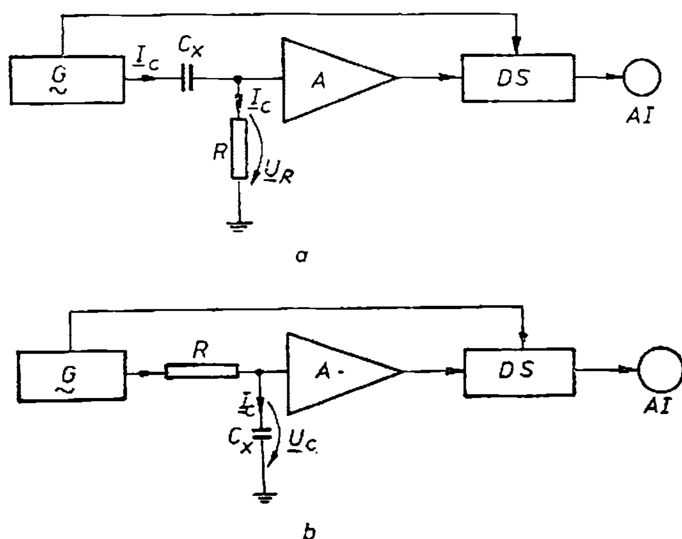



**Fig. 24.3. Capacimetre :**
*a* — capacimetru pentru capacități mici ; *b* — capacimetru pentru capacități mari : ($G$ — generator de semnal, $R$ — rezistență etalon, $DS$ — detector sincron, $AI$ — aparat indicator).

Capacitatea $C_x$ este proporţională cu tensiunea $U_R$, care se măsoară, după amplificare şi detecţie sincronă, cu un voltmetru.

Schema este adecvată pentru măsurarea unor capacităţi mici de la pF pînă la zeci de nF. Pentru măsurarea unei capacităţi mari, se foloseşte schema din figura 24.3, *b*.

Rezistenţa $R$ are o valoare foarte mare în comparaţie cu reactanţa capacitivă $X_c = \frac{1}{\omega C_x}$.

Tensiunea la bornele condensatorului $C_x$ va fi :

$$U_c = \frac{I_c}{\omega C_x} = \frac{U}{\omega R C_x}. \tag{24.5}$$

Rezultă :

$$C_x = \frac{U}{\omega R U_c} = \frac{K_2}{U_c}. \tag{24.6}$$

Capacitatea $C_x$ este invers proporţională cu tensiunea la bornele ei ; tensiunea se măsoară, după amplificare şi detecţie sincronă, cu un voltmetru.

Schema este folosită pentru măsurarea unor capacităţi între 0,1 $\mu$F ÷ 1 F.

### 24.2.2. METODA INDIRECTĂ (A AMPERMETRULUI ŞI VOLTMETRULUI) PENTRU MĂSURAREA CAPACITĂŢII

În montaj (fig. 24.4) sînt conectate aparate analogice (ampermetru şi voltmetru) de clasă 0,2 sau 0,5. Notîndu-se indicaţiile aparatelor cu $U$ şi $I$ şi rezistenţele interne : a voltmetrului cu $R_V$ şi a ampermetrului cu $R_A$, se vor stabili relaţiile de calcul pentru capacitate în două cazuri : montaj amonte ($K$ pe poziţia *1*) şi montaj aval ($K$ pe poziţia *2*).

a) *Montaj amonte (K pe poziţia 1)*. Deoarece $\underline{I}_x = \underline{I}$, tensiunea $\underline{U}$ va fi :

$$\underline{U} = \left(R_A - \frac{j}{\omega C_x}\right)\underline{I},$$

deci :

$$U = \sqrt{R_A^2 + \frac{1}{\omega^2 C_x^2}} \cdot I, \text{ de unde } \frac{U}{I} = \sqrt{R_A^2 + \frac{1}{\omega^2 C_x^2}}.$$

Rezultă :

$$C_x = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - R_A^2}}. \tag{24.7}$$

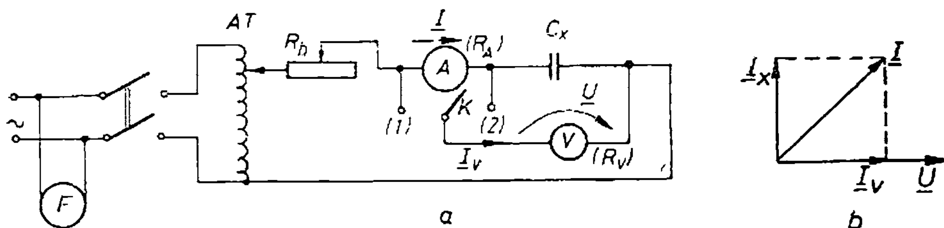



**Fig. 24.4. Metoda indirectă a ampermetrului şi voltmetrului pentru măsurarea capacităţii :** *a* — schema de montaj : (*AT* — autotransformator, *F* — frecvenţmetru, $R_h$ — reostat de reglaj) ; *b* — diagrama fazorială în montajul aval.

Montajul amonte se utilizează pentru măsurarea capacităților mici.

b) *Montaj aval (K pe poziția 2).* Deoarece $\underline{U}_x = \underline{U}$ și $Z_x = \frac{U}{I_x} = \frac{1}{\omega C_x}$, iar $\underline{I} = \underline{I}_x + \underline{I}_V$ (fig. 24.8, b) $I_x^2 = I^2 - I_V^2$, rezultă :

$$C_x = \frac{1}{\omega U} I_x = \frac{1}{\omega U} \sqrt{I^2 - \left(\frac{U}{R_V}\right)^2}. \tag{24.8}$$

Montajul aval se utilizează pentru măsurarea capacităților mari.

*Observații*

*1)* Deoarece în relațiile (24.7) și (24.8) intervine pulsația $\omega = 2\pi f$, rezultă că este necesară măsurarea frecvenței cu frecvențmetrul $F$.

*2)* Metoda industrială se aplică pentru măsurarea capacităților mai mari decît 0,5 μF.

### 24.2.3. METODE DE PUNTE PENTRU MĂSURAREA CAPACITĂȚII

#### 24.2.3.1. PUNTEA SAUTY CU SCHEMĂ ECHIVALENTĂ SERIE

În figura 24.5, *a* este reprezentată puntea Sauty cu schemă echivalentă serie pentru măsurarea capacității condensatoarelor.

Condensatorul de măsurat, conectat în latura $BD$, este reprezentat printr-o schemă echivalentă serie ($C_x$, $R_x$). În latura $BC$ se conectează un condensator etalon, reprezentat prin schema echivalentă serie ($C_e$, $R_e$). În punte se mai află $R_1$ și $R$ rezistențe decadice reglabile, iar $R_2$ este o rezistență braț de punte.

Impedanțele din punte sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_1 ; \\ \underline{Z}_2 &= R_2 ; \\ \underline{Z}_3 &= R + R_e + \frac{1}{j\omega C_e} ; \\ \underline{Z}_4 &= R_x + \frac{1}{j\omega C_x}. \end{aligned}\right\} \tag{24.9}$$

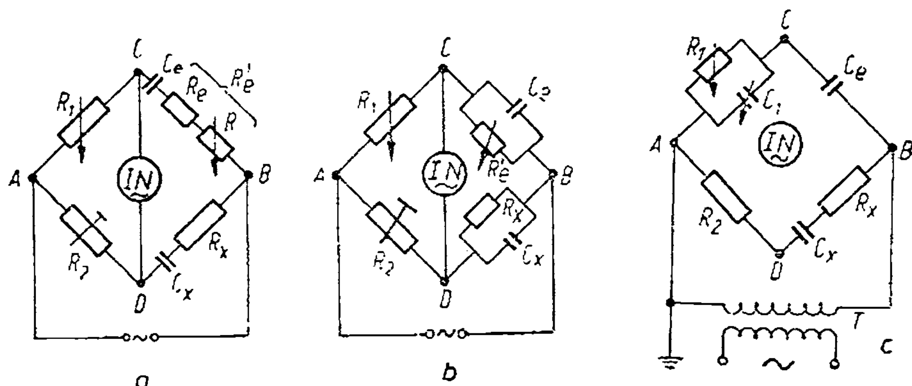



**Fig. 24.5. Metode de punte pentru măsurarea capacității :**
*a* — puntea Sauty serie ; *b* — puntea Sauty (Nernst) derivație ; *c* — puntea Schering.

iar condiția de echilibru (6.35) $\underline{Z}_1\underline{Z}_4 = \underline{Z}_2\underline{Z}_3$ devine :

$$R_1\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right) = R_2\left(R + R_e + \frac{1}{j\omega C_e}\right). \tag{24.10}$$

Din egalarea părților reale și imaginare rezultă :

$$R_1R_x = R_2(R + R_e) ; \quad R_x = \frac{R_2}{R_1}(R + R_e) ; \tag{24.11}$$

$$\frac{R_1}{C_x} = \frac{R_2}{C_e} ; \quad C_x = \frac{R_1}{R_2}C_e. \tag{24.12}$$

*Observații*

*1)* Relațiile de echilibru (24.11) și (24.12) sînt independente de frecvență, deci puntea poate fi alimentată și cu o tensiune nesinusoidală, iar ca detector de nul să se folosească o cască telefonică.

*2)* Echilibrarea punții se realizează prin varierea rezistențelor $R_1$ și $R$.

*3)* Tangenta unghiului de pierderi tg $\delta_x$ al condensatorului de măsurat este :

$$D = \mathrm{tg}\,\delta_x = \omega R_xC_x = \omega\frac{R_2}{R_1}(R + R_e)\cdot\frac{R_1}{R_2}C_e = \omega RC_e + \omega R_eC_e =$$

$$= \omega RC_e + tg\,\delta_e. \tag{24.13}$$

Se constată că pierderile condensatorului de măsurat $D = \mathrm{tg}\,\delta_x$ sînt mai mari decît pierderile condensatorului etalon.

### 24.2.3.2. PUNTEA SAUTY-(NERNST) DERIVAȚIE CU SCHEMĂ ECHIVALENTĂ PARALEL PENTRU CONDENSATOARE

Condensatorul de măsurat, ca și condensatorul etalon, sînt reprezentate prin schema echivalentă paralel (fig. 24.5, *b*).

Impedanțele din punte sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_1 ; \\ \underline{Z}_2 &= R_2 ; \\ \underline{Z}_3 &= \frac{R'_e\cdot\frac{1}{j\omega C_e}}{R'_e + \frac{1}{j\omega C_e}} = \frac{R'_e}{1 + j\omega R'_eC_e} ; \\ \underline{Z}_4 &= \frac{R_x\cdot\frac{1}{j\omega C_x}}{R_x + \frac{1}{j\omega C_x}} = \frac{R_x}{1 + j\omega R_xC_x}. \end{aligned}\right\} \tag{24.14}$$

Cu condiția de echilibru (6.35), rezultă :

$$R_1\frac{R_x}{1 + j\omega R_xC_x} = R_2\frac{R'_e}{1 + j\omega R'_eC_e}. \tag{24.15}$$

Din egalarea părților reale și imaginare, se obțin următoarele condiții de echilibru :

$$R_x = R'_e \frac{R_2}{R_1}; \tag{24.16}$$

$$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_e. \tag{24.17}$$

*Observații*

*1)* Pentru echilibrarea punții se variază rezistențele $R_1$ și $R'_e$.
*2)* Tangenta unghiului de pierderi tg $\delta_x$ al condensatorului este :

$$D = \operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega R_x C_x} = \frac{1}{\omega R'_e \frac{R_2}{R_1} \frac{R_1}{R_2} C_e} = \frac{1}{\omega R'_e C_e}. \tag{24.18}$$

Metoda este adecvată pentru măsurarea condensatoarelor cu pierderi mari în dielectric.

#### 24.2.3.3. PUNTEA SCHERING PENTRU MĂSURAREA CAPACITĂȚII CONDENSATOARELOR DE ÎNALTĂ TENSIUNE

Puntea Schering (fig. 24.5, *c*) se folosește pentru măsurarea capacităților și factorului de disipație $D$ al condensatoarelor de înaltă tensiune, al izolatoarelor, cablurilor și materialelor izolante.

Puntea se alimentează prin intermediul unui transformator $T$ în înaltă tensiune.

În punte se contectează rezistențele $R_1$ și $R_2$ și condensatorul etalon de înaltă tensiune, de valoare fixă $C_e$.

Valorile impedanțelor din brațele punții sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}; \\ \underline{Z}_2 &= R_2; \\ \underline{Z}_3 &= \frac{1}{j\omega C_e}; \\ \underline{Z}_4 &= R_x + \frac{1}{j\omega C_x}. \end{aligned}\right\} \tag{24.19}$$

Cu condiția de echilibru (6.35), rezultă :

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1}\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right) = \frac{R_2}{j\omega C_e}. \tag{24.20}$$

Din egalarea părților reale și imaginare se obțin următoarele condiții de echilibru :

$$\left.\begin{aligned} C_x &= C_e \frac{R_1}{R_2}. \\ R_x &= R_2 \frac{C_1}{C_e}; \end{aligned}\right\} \tag{24.21}$$

Factorul de disipație (tangenta unghiului de pierderi) este:

$$D = \operatorname{tg} \delta_x = \omega R_x C_x = \omega R_2 \frac{C_1}{C_e} C_e \frac{R_1}{R_2} = \omega C_1 R_1. \qquad (24.22)$$

Pentru echilibrarea punții se variază rezistența $R_1$ și capacitatea $C_1$.

### 24.2.3.4. PUNTEA DIGITALĂ AUTOMATĂ PENTRU MĂSURAREA CAPACITĂȚII

Puntea se echilibrează în trepte, la comanda unității de control logic, pornind de la tensiunea de dezechilibru a punții, căreia i se sesizează componenta în fază și în cuadratură cu tensiunea de alimentare, cu ajutorul unor detectoare sensibile la fază.

În figura 24.6 este prezentată schema-bloc a punții Hewlett-Packard 4270A, care presupune o schemă echivalentă paralel pentru condensatorul de măsurat și afișează numeric valorile $C_x$ și $G_x = \frac{1}{R_x}$.

Se consideră tensiunea sursei de alimentare ca referință, deci $\underline{U} = Ue^{j0} = U$.

Curentul prin condensatorul de măsurat, $\underline{I}_x$, este:

$$\underline{I}_x = -\frac{\underline{U} A_x}{\dfrac{R_x \cdot j\omega C_x}{R_x + \dfrac{1}{j\omega C_x}}} = U(-1)\,\frac{1 + j\omega R_x C_x}{R_x} = -U(G_x + j\omega C_x). \qquad (24.23)$$

Curentul prin capacitatea etalon $C$, $\underline{I}_c$, care se reglează prin varierea raportului de atenuare al atenuatorului $A_c$, este:

$$\underline{I}_c = \frac{A_c \cdot \underline{U} A_1}{\dfrac{1}{j\omega C}} = j\, A_c U(1)\omega C. \qquad (24.24)$$

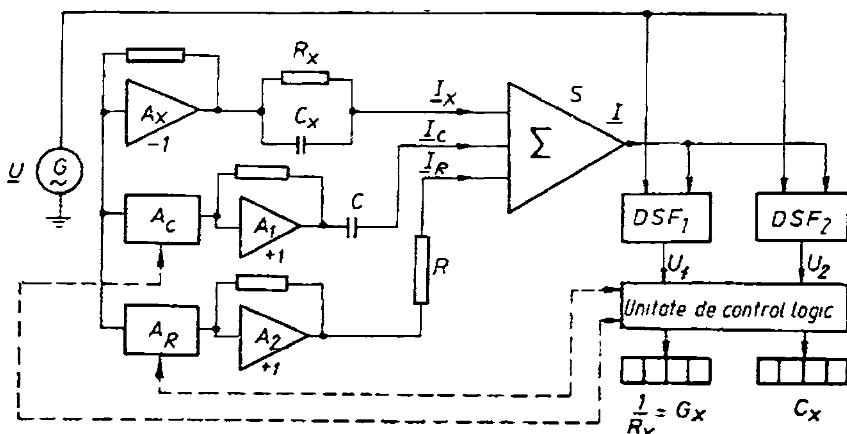



**Fig. 24.6. Puntea digitală automată Hewlett-Packard 4270:**

$U$ — sursă de tensiune alternativă; $A_x$ — amplificator inversor; $A_1$, $A_2$ — amplificatoare neinversoare; $R_x$, $C_x$ — elementele schemei echivalente paralel a condensatorului de măsurat; $C$ — capacitate etalon; $R$ — rezistență etalon; $A_C$, $A_R$ — atenuatoare decadice cu patru digiți comandate de unitatea de control logic; $S$ — sumator; $DSF_1$, $DSF_2$ — detectoare sensibile la fază, în cuadratură.

Curentul prin rezistența etalon $R$, $\underline{I}_R$, care se reglează prin varierea raportului de atenuare al atenuatorului $A_R$, este :

$$\underline{I}_R = \frac{A_R \cdot A_2 \cdot \underline{U}}{R} = A_R(1)\underline{U}G. \tag{24.25}$$

Curentul $\underline{I}$ la ieșirea sumatorului $S$ va fi :

$$\underline{I} = \underline{I}_x + \underline{I}_c + \underline{I}_R = -\underline{U}(G_x + j\omega C_x) + j\,\underline{U}A_c\omega C + \underline{U}A_RG =$$

$$= \underline{U}[A_RG - G_x + j\omega(A_cC - C_x)] \tag{24.26}$$

Detectoarele sensibile la fază $DSF_1$ și $DSF_2$ sînt în cuadratură ; $DSF_1$ detectează componenta în fază cu tensiunea alternativă $\underline{U}$, iar $DSF_2$ componenta în cuadratură cu aceasta. Tensiunile la ieșire, $U_1$ și $U_2$, vor fi proporționale cu partea reală, respectiv imaginară a curentului $\underline{I}$ dat de relația (24.26) :

$$U_1 = K_1U(A_RG - G_x) ; \tag{24.27}$$

$$U_2 = K_2U(A_cC - C_x), \tag{24.28}$$

unde $K_1$ și $K_2$ sînt factori de proporționalitate.

Unitatea de control logic comandă variația factorilor de atenuare $A_C$ și $A_R$ pînă la obținerea valorilor pentru care tensiunile $U_1$ și $U_2$ devin zero :

$$U_1 = 0 ; \qquad G_x = A_RG ; \tag{24.29}$$

$$U_2 = 0 ; \qquad C_x = A_CC. \tag{24.30}$$

Măsurarea parametrilor $G_x$ și $C_x$ se face simultan.

## 24.3. MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII PROPRII

Pentru măsurarea inductivității proprii se pot folosi : metoda directă, metoda indirectă și metode de punte.

1) *Metoda directă* folosește aparate electronice numite inductanțmetre. Intervalul de măsurare este cuprins între 10 μH și 100 H, iar precizia de măsurare este de 0,5...3%.

2) *Metoda indirectă* utilizează ampermetrul și voltmetrul, montaje amonte și aval, cu precizie variind între 1 și 2%.

3) *Metodele de punte* sînt cele mai răspîndite și cele mai precise (precizia de măsurare variază între 0,1 și 0,5%). Pentru măsurarea inductivităților proprii se utilizează punți simple de c.a. (tab. 24.3) punți, cu transformatoare (tabel 24.4) și punți cu circuite de măsurare în dublu T.

Dacă bobina de măsurat are miez feromagnetic, inductivitatea proprie $L$ a ei trebuie măsurată în condițiile de funcționare, avînd în vedere neliniaritatea dependenței inductivității $L$ de tensiunea alternativă aplicată și de frecvența tensiunii de alimentare.

### 24.3.1. METODA DIRECTĂ DE MĂSURARE A INDUCTIVITĂȚII PROPRII. INDUCTANȚMETRE

Mai puțin folosite decît capacimetrele, inductanțmetrele cu citire directă funcționează pe principiul măsurării tensiunii la bornele bobinei a cărei inductivitate proprie se măsoară ; bobina este alimentată de la o sursă de curent alternativ, prin intermediul unei rezistențe serie de valoare foarte mare fig. 24.7).

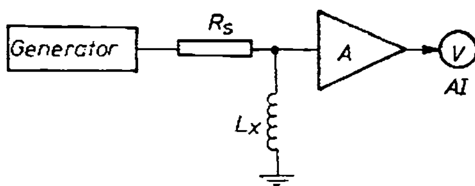



Fig. 24.7. Inductanțmetru.

Deoarece $\frac{U}{R_s} = \frac{U_L}{\omega L_x}$, se determină :

$$L_x = \frac{U_L}{U}\,\frac{R_s}{\omega} = K U_L, \qquad (24.31)$$

unde $K$ este o constantă a aparatului.

Inductanțmetrele se realizează ca aparate independente, sau combinate cu capacimetre ($LC$ — metre).

### 24.3.2. METODA INDIRECTĂ (A AMPERMETRULUI ȘI VOLTMETRULUI) PENTRU MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII PROPRII

În montaj (fig. 24.8) sînt conectate aparate analogice (ampermetru și voltmetru) de clasă 0,2 sau 0,5. Notînd indicațiile aparatelor cu $U$ și $I$ și rezistențele interne : a voltmetrului cu $R_V$ și a ampermetrului cu $R_A$, se vor stabili relațiile exacte de calcul pentru inductivitatea proprie în două cazuri : montaj amonte ($K$ pe poziția *1*) și montaj aval ($K$ pe poziția *2*).

a) *Montaj amonte* ($K$ pe poziția *1*). Tensiunea măsurată de voltmetru este :

$$\underline{U} = (R_A + R_x + j\omega L_x)\underline{I},$$

deci :

$$U = \sqrt{(R_A + R_x)^2 + (\omega L_x)^2}\, I,$$

de unde

$$\frac{U}{I} = \sqrt{(R_A + R_x)^2 + (\omega L_x)^2}.$$

Rezultă :

$$L_x = \frac{1}{\omega}\sqrt{\left(\frac{U}{I}\right)^2 - (R_A + R_x)^2}. \qquad (24.32)$$

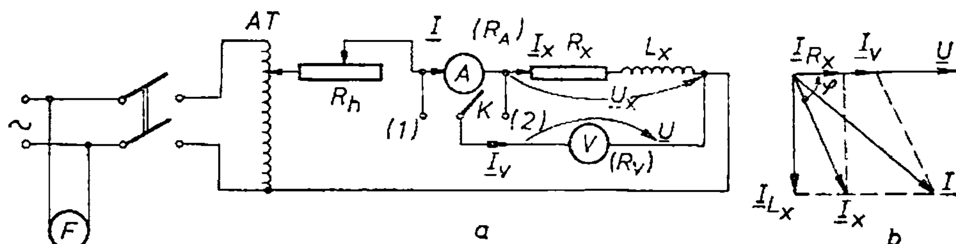



**Fig. 24.8. Metoda indirectă a ampermetrului și voltmetrului pentru măsurarea inductivității proprii $L$ :**
*a* — schema de montaj ; *b* — diagrama fazorială (montaj aval).

b) *Montaj aval* ($K$ pe poziția 2). Inductivitatea proprie este :

$$L_x = \frac{1}{\omega}\sqrt{Z_x^2 - R_x^2}, \tag{24.33}$$

iar impedanța $Z_x$ se calculează cu : $Z_x = \frac{U}{I_x}$. Din diagrama fazorială (fig. 24.8, *b*) rezultă curentul prin ampermetru :

$$I^2 = I_x^2 + I_V^2 + 2I_xI_V \cos\varphi, \text{ iar } \cos\varphi = \frac{R_x}{Z_x} \text{ și } I_x = \frac{U}{Z_x}. \text{ Deci :}$$

$$I^2 = \frac{U^2}{Z_x^2} + I_V^2 + 2\frac{U}{Z_x}I_V\frac{R_x}{Z_x} = \frac{U}{Z_x^2}(U + 2R_xI_V) + I_V^2.$$

Impedanța rezultă :

$$Z_x^2 = \frac{U(U + 2R_xI_V)}{I^2 - I_V^2}, \tag{24.34}$$

unde $I_V = \frac{U}{R_V}$.

*Observații*

*1)* Din relațiile (24.32) și (24.33) se observă că la calculul inductivității $L_x$ este necesară valoarea $R_x$ a rezistenței bobinei.

— La o bobină fără miez de fier, rezistența $R_x$ se determină prin alimentarea montajului de la o sursă de c.c.

— La o bobină cu miez de fier, pentru calculul rezistenței $R_x$ trebuie folosit un wattmetru, cu care se măsoară puterea consumată de bobină ; cunoscîndu-se curentul, rezultă $R_x$.

*2)* În practică se folosește montajul aval, bobinele avînd impedanțe de valori mici (sub 100 Ω).

### 24.3.3. METODE DE PUNTE PENTRU MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII PROPRII

#### 24.3.3.1. PUNTEA MAXWELL-WIEN PENTRU MĂSURAREA UNEI INDUCTIVITĂȚI PROPRII CU SCHEMĂ ECHIVALENTĂ SERIE

Puntea Maxwell-Wien (fig. 24.9, *a*) este cea mai răspîndită punte pentru măsurarea inductivităților $L$ la frecvențe joase, admițînd schema echivalentă paralel pentru bobină. ($R_x$ și $L_x$ sînt parametrii bobinei de măsurat.) Impedanțele din schemă sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{R_1\frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1C_1}; \\ \underline{Z}_2 &= R_2; \\ \underline{Z}_3 &= R_3; \\ \underline{Z}_4 &= R_x + j\omega L_x. \end{aligned}\right\}$$

Din condiția de echilibru (6.35) $\underline{Z}_1\underline{Z}_4 = \underline{Z}_2\underline{Z}_3$ rezultă :

$$\frac{R_1}{1 + j\omega R_1C_1}(R_x + j\omega L_x) = R_2R_3$$

sau

$$R_1(R_x + j\omega L_x) = R_2R_3(1 + j\omega R_1C_1). \tag{24.35}$$

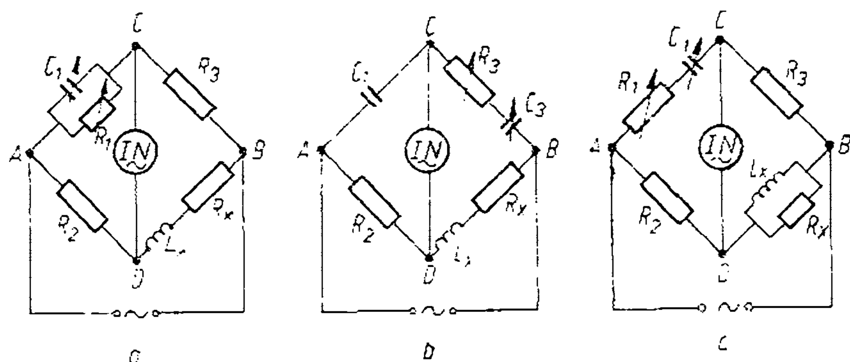



**Fig. 24.9.** Metode de punte pentru măsurarea inductivităţii proprii $L$ :
*a* — puntea Maxwell-Wien ; *b* — puntea Owen ; *c* — puntea Hay.

Din egalarea părţilor reală şi imaginară rezultă :

$$R_1 R_x = R_2 R_3,$$

$$R_1 L_x = R_1 R_3 R_2 C_1 ;$$

deci

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_3 ; \tag{24.36}$$

$$L_x = R_2 R_3 C_1 . \tag{24.37}$$

Factorul de calitate $Q_x$ al bobinei este :

$$Q_x = \frac{\omega L_x}{R_x} = \frac{\omega R_2 R_3 C_1}{\frac{R_2}{R_1} R_3} = \omega R_1 C_1 . \tag{24.38}$$

*Observaţie*

Se pot afişa fie $R_x$ şi $L_x$ (dacă sînt variabile $R_1$ şi $C_1$), fie $L_x$ şi $Q_x$ (dacă sînt variabile $R_1$ şi $R_2$).

#### 24.3.3.2. PUNTEA OWEN PENTRU MĂSURAREA UNEI INDUCTIVITĂŢI CU SCHEMA ECHIVALENTĂ SERIE

Puntea Owen este prezentată în figura 24.9, *b*. Într-una din laturile sale se conectează bobina ai cărei parametri ($R_x$ şi $L_x$) se măsoară, iar în latura adiacentă o rezistenţă decadică cu bună rezoluţie (şase decade), $R_3$.

Valorile impedanţelor sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= \frac{1}{j\omega C_1} ; \\ \underline{Z}_2 &= R_2 ; \\ \underline{Z}_3 &= R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} ; \\ \underline{Z}_4 &= R_x + j\omega L_x . \end{aligned}\right\}$$

Din condiția de echilibru (6.35), rezultă :

$$\frac{1}{j\omega C_1}(R_x + j\omega L_x) = R_2\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right). \tag{24.39}$$

Din egalarea părților reală și imaginară, se obțin relațiile :

$$\frac{R_x}{C_1} = \frac{R_2}{C_3}; \quad R_x = R_2\frac{C_1}{C_3}; \tag{24.40}$$

$$L_x = R_2 R_3 C_1. \tag{24.41}$$

24.3.3.3. PUNTEA HAY PENTRU MĂSURAREA UNEI INDUCTIVITĂȚI CU SCHEMĂ ECHIVALENTĂ PARALEL

Puntea Hay se folosește pentru măsurarea bobinelor (fig. 24.9, c) cu factor de calitate $Q_x$ ridicat. Impedanțele din laturi sînt :

$$\left.\begin{aligned} \underline{Z}_1 &= R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}; \\ \underline{Z}_2 &= R_2; \\ \underline{Z}_3 &= R_3; \\ \underline{Z}_4 &= \frac{R_x \cdot j\omega L_x}{R_x + j\omega L_x}. \end{aligned}\right\}$$

Din condiția de echilibru (6.35) rezultă :

$$\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)\left(\frac{R_x \cdot j\omega L_x}{R_x + j\omega L_x}\right) = R_2 R_3. \tag{24.42}$$

Din egalarea părților reală și imaginară rezultă :

$$R_x = \frac{R_2}{R_1} R_3; \tag{24.43}$$

$$L_x = C_1 R_2 R_3. \tag{24.44}$$

Factorul de calitate :

$$Q_x = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{\frac{R_2}{R_1}R_3}{\omega C_1 R_2 R_3} = \frac{1}{\omega R_1 C_1}. \tag{24.45}$$

## 24.4. MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII MUTUALE

Pentru măsurarea unei inductivități mutuale se folosesc : metoda indirectă, metoda comparației cu o inductivitate mutuală etalon și metoda de punte.

1) *Metoda indirectă* a ampermetrului și voltmetrului este folosită în două variante :

a) măsurarea t.e.m. indusă în una dintre cele două bobine la trecerea unui curent alternativ de intensitate și frecvență cunoscute prin cealaltă bobină, urmată de calculul inductivității mutuale ;

*b)* măsurarea inductivităților proprii ale bobinelor montate în serie, apoi în opoziție, și calculul inductivității mutuale.

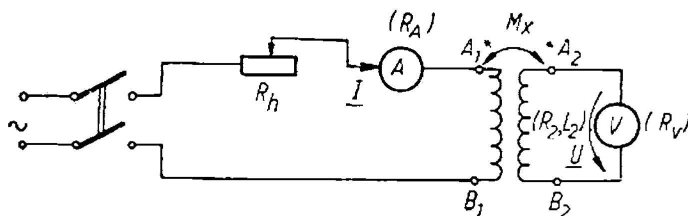



**Fig. 24.10. Metoda indirectă de măsurare a inductivității mutuale $M$ :**
$M_x$ — inductivitatea mutuală de măsurat : $R_h$ — reostat de reglaj al curentului din circuitul înfășurării primare : A — ampermetru (de rezistență internă $R_A$) ; V - voltmetru (de rezistență internă $R_V$).

Precizia metodei indirecte este de 1 – 2% ; se adoptă aparate de clasă 0,2 sau 0,5.

2) *Metoda de comparație* (Felici) presupune utilizarea unei inductivități mutuale etalon variabile $M_e$ și folosirea unui indicator de nul. Precizia metodei este funcție de precizia etalonului de inductivitate mutuală folosit.

3) *Metodele de punte* conferă o precizie ridicată măsurătorilor. Sînt folosite punțile Carey-Foster și Maxwell-Campbell.

### 24.4.1. MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII MUTUALE PRIN METODA INDIRECTĂ A AMPERMETRULUI ȘI VOLTMETRULUI

*a)* Pentru prima variantă, care presupune măsurarea t.e.m. indusă, schema de montaj este prezentată în figura 24.10. Se notează indicațiile aparatelor cu $U$ și $I$. La trecerea curentului $i$ prin înfășurarea primară $A_1B_1$ a inductivității mutuale $M_x$, la bornele înfășurării secundare $A_2B_2$ apare o t.e.m. indusă $e_2$, dată de relația :

$$e_2 = -M_x \frac{di}{dt} = (R_2 + R_V)i_V + L_2 \frac{di_V}{dt}, \tag{24.46}$$

în care $R_2$, $L_2$ sînt rezistența și inductivitatea proprie a înfășurării secundare $A_2B_2$, iar $i_V$ curentul secundar (prin voltmetru).

Scriind relația (24.46) în complex, se obține :

$$-j\omega LM_x\underline{I} = [(R_2 + R_V) + j\omega L_2]\underline{I}_V \tag{24.47}$$

sau

$$\omega M_x I = \sqrt{(R_2 + R_V)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot I_V = \sqrt{(R_2 + R_V)^2 + (\omega L_2)^2} \cdot \frac{U}{R_V}$$

și :

$$M_x = \frac{U}{\omega I} \frac{\sqrt{(R_2 + R_V)^2 + (\omega L_2)^2}}{R_V}. \tag{24.48}$$

Se observă că pentru determinarea inductivității mutuale este necesar să se cunoască frecvența $f(\omega = 2\pi f)$ și parametrii înfășurării secundare (rezistența $R_2$ și inductivitatea $L_2$).

b) Măsurarea inductivității mutuale prin metoda determinării inductivităților proprii a înfășurărilor în serie și în opoziție presupune realizarea montajelor din figura 24.11.

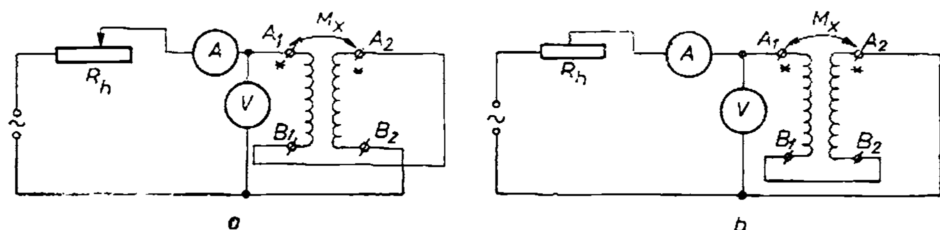



**Fig. 24.11.** Măsurarea inductivității mutuale $M$ prin determinarea inductivităților proprii : *a* — serie ; *b* — opoziție.

Se determină deci mai întîi inductivitatea proprie $L_s$ a înfășurărilor $A_1B_1$ și $A_2B_2$ conectate în serie. Apoi se determină inductivitatea proprie $L_0$ a înfășurărilor $A_1B_1$ și $A_2B_2$ conectate în opoziție. În funcție de $L_1$, $L_2$ (inductivitățile proprii ale înfășurărilor $A_1B_1$ și $A_2B_2$) și de inductivitatea mutuală $M_x$, se scriu inductivitățile serie și opoziție :

$$L_s = L_1 + L_2 + 2M_x \tag{24.49}$$

$$L_0 = L_1 + L_2 - 2M_x \tag{24.50}$$

(cînd înfășurările sînt legate în serie, fluxurile se însumează ; cînd sînt legate în opoziție, fluxurile se scad).

Rezultă inductivitatea mutuală :

$$M_x = \frac{L_s - L_0}{4}. \tag{24.51}$$

### 24.4.2. MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII MUTUALE PRIN METODA FELICI

Inductivitatea mutuală de măsurat $M_x$ se compară cu o inductivitate mutuală etalon, cunoscută cu precizie și variabilă, $M_e$ (fig. 24.12).

Asupra montajului trebuie făcută observația că înfășurările primare ale inductivităților mutuale se conectează în serie, iar cele secundare — în opoziție.

Se variază inductivitatea mutuală etalon $M_e$ pînă cînd indicatorul de nul rămîne la zero, adică tensiunile electromotoare induse în înfășurările secundare ale celor două bobine sînt egale, deci :

$$M_x = M_e. \tag{24.52}$$

*Observații*

*1)* Măsurarea se poate face numai dacă inductivitatea de măsurat este mai mică, cel mult egală decît inductivitatea etalon maximă, $M_x \leqslant M_{e_{max}}$.

*2)* În cazul în care, variindu-se $M_e$, se constată că indicatorul de nul nu poate fi adus la zero, înseamnă fie că nu s-a respectat conexiunea co-

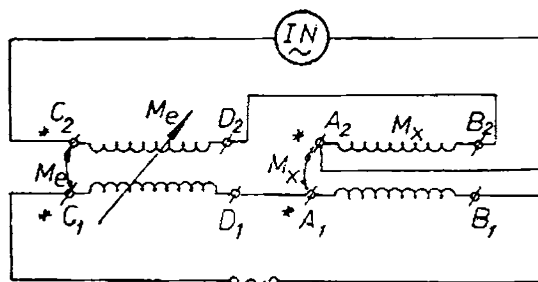



**Fig. 24.12.** Măsurarea inductivității mutuale $M$ prin metoda comparației (Felici).

recta a bornelor, fie că $M_x > M_{e_{max}}$. Dacă, inversîndu-se legăturile la bornele unui circuit, nu se poate face echilibrarea, înseamnă că $M_x > M_{e_{max}}$ și este necesară înlocuirea inductivității mutuale $M_e$ cu o alta, a cărei valoare maximă să fie mai mare decît $M_x$.

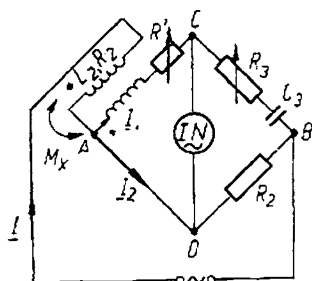



Fig. 24.13. Metoda de punte Carey-Foster pentru măsurarea unei inductivități mutuale $M$.

### 24.4.3. MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚII MUTUALE PRIN METODA PUNȚII CAREY-FOSTER

În figura 24.13 este reprezentată schema punții Carey-Foster. În momentul echilibrului, cînd curentul prin indicatorul de nul este zero, căderile de tensiune sînt:

$$\left.\begin{array}{l}\underline{U}_{AC} = \underline{U}_{AD}\\ \underline{U}_{CB} = \underline{U}_{DB}.\end{array}\right\} \tag{24.53}$$

Dacă se înlocuiesc valorile căderilor de tensiune rezultă:

$$(R_1 + R')\underline{I}_1 + j\omega L_1\underline{I}_1 + j\omega M_x\underline{I} = 0 ; \tag{24.54}$$

$$\left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3}\right)\underline{I}_1 = R_2\underline{I}_2. \tag{24.55}$$

Dar, deoarece $\underline{I} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2$, rezultă:

$$[(R_1 + R') + j\omega(L_1 + M_x)]\ \underline{I}_1 = -j\omega M_x\underline{I}_2 ; \tag{24.56}$$

$$(1 + j\omega R_3C_3)\underline{I}_1 = j\omega C_3R_2\underline{I}_2. \tag{24.57}$$

Prin raportarea relațiilor rezultă:

$$\frac{R_1 + R' + j\omega(L_1 + M_x)}{1 + j\omega R_3C_3} = -\frac{M_x}{C_3R_2}$$

sau:

$$[R_1 + R' + j\omega(L_1 + M_x)]\cdot C_3R_2 = -M_x(1 + j\omega R_3C_3). \tag{24.58}$$

Din egalarea părților reale și imaginare rezultă:

$$(R_1 + R')C_3R_2 = -M_x \rightarrow M_x = -(R_1 + R')C_3R_2 ; \tag{24.59}$$

$$(L_1 + M_x)R_2 = -M_xR_3 \rightarrow M_x = -\frac{L_1R_2}{R_2 + R_3}. \tag{24.60}$$

*Observații*

*1)* Se obțin două condiții de echilibru. Din (24.59) se determină $M_x$, iar (24.60) poate servi la calculul inductivității $L_1$.

*2)* Semnul (—) care apare în relațiile (24.59) (24.60) arată că inductivitatea mutuală trebuie astfel conectată în punte, încît să fie negativă ($M_x < 0$).

*3)* Condiția (24.60) este realizată numai dacă $L_1 \geqslant M_x$.

*4)* Pentru echilibrare se variază rezistențele $R'$ și $R_3$.

În tabelul recapitulativ 24.3 sînt prezentate schemele celor mai utilizate punți de curent alternativ folosite pentru măsurarea parametrilor elementelor de circuit, relațiile de calcul ale mărimilor necunoscute și observații privind domeniul de utilizare.

În tabelul 24.4 sînt prezentate variante ale punții cu transformator (§ 6.3.2) folosite pentru măsurarea capacității și inductivității proprii.

**Punţi de curent alternativ**

| Tipul de punte | Caracteristicile de echilibru | Proprietăţi şi utilizări |
|---|---|---|
| Maxwell-Wien | $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$<br>$L_x = R_2 R_3 C_1$ | Cea mai răspîndită punte pentru măsurarea inductivităţilor $L$ la frecvenţe joase, după schema echivalentă serie. Se foloseşte pentru bobine cu factor de calitate scăzut |
| Owen serie | $R_x = \frac{R_2 C_1}{C_3}$<br>$L_x = R_2 R_3 C_1$ | Se foloseşte pentru măsurarea cu precizie a inductivităţii $L$ după schema echivalentă serie |
| Anderson | $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$<br>$L_x = C R_2 \left[ R_3 + r \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \right]$ | Se foloseşte pentru măsurarea inductivităţii $L$, după schema echivalentă serie. Condiţiile de echilibru se obţin prin transfigurarea triunghiului $R_1 r C$ într-o stea echivalentă. Relaţiile se simplifică dacă $R_1 = R_3$. Puntea se echilibrează mai întîi în c.c. prin reglajul rezistenţei $R_2$, şi apoi în c.a. reglînd $r$ |
| Hay | $R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$<br>$L_x = R_2 R_3 C_1$ | Se foloseşte pentru măsurarea inductivităţii $L$, după schema echivalentă derivaţie, a bobinelor cu factor de calitate ridicat |
| Carey-Foster | $M_x = R R_2 C_3$<br>$M_x = L_1 \frac{1}{1 + \frac{R_3}{R_2}}$<br>unde<br>$R = R_1 + R'$ | Se foloseşte pentru măsurarea $M_x$. Din prima condiţie de echilibru se determină $M_x$, iar a doua poate servi la determinarea inductivităţii $L_1$. A doua condiţie este realizabilă numai dacă $L_1 \geqslant M_x$ |

| Tipul de punte | Caracteristicile de echilibru | Proprietăți și utilizări |
|---|---|---|
| Rezonanță | $R_x = \frac{R_2R_3}{R_1}$<br>$L_x = \frac{1}{\omega^2 C}$ | Se folosește pentru măsurarea inductivității $L$ după schema echivalentă serie sau pentru măsurări de frecvențe |
| Wien-Robinson | $\omega_x^2 R_3R_4C_3C_4 = 1$<br>$\frac{R_4}{R_3} + \frac{C_3}{C_4} = \frac{R_2}{R_1}$<br>observație:<br>Dacă $C_3 = C_4 = C$<br>$R_3 = R_4 = R$<br>$R_2 = 2R_1$<br>atunci $f_x = \frac{1}{2\pi RC_x}$ | Se folosește pentru măsurarea frecvenței. Pentru echilibrarea comodă a punții, rezistențele $R_3$ și $R_4$ se execută sub forma unor decade duble, simultan reglabile |
| Sauty simplă | $C_x = C_e \frac{R_1}{R_2}$<br>$\operatorname{tg} \delta_x = 0$ | Se folosește la măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi neglijabile (avînd dielectric aer) |
| Sauty serie | $R_x = \frac{R_2R'_e}{R_1}$<br>$C_x = \frac{R_1C_e}{R_2}$<br>$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R'_e C_e$ | Se folosește la măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi mici, după schema echivalentă serie |
| Sauty (Nernst) derivație | $R_x = \frac{R_2 R'_e}{R_1}$<br>$C_x = \frac{R_1}{R_2} C_e$<br>$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{\omega R'_e C_e}$ | Se folosește la măsurarea capacității condensatoarelor cu pierderi mari, după schema derivație |
| Schering | $R_x = R_2 \frac{C_1}{C_e}$<br>$C_x = C_e \frac{R_1}{R_2}$<br>$\operatorname{tg} \delta_x = \omega R_1 C_1$ | Se folosește pentru măsurarea de capacități și $\operatorname{tg} \delta_x$ după schema echivalentă serie, atît la tensiuni joase, cît și la tensiuni înalte. $C_e$ este un condensator etalon cu pierderi neglijabile, de capacitate mică. În cazul alimentării cu înaltă tensiune, $C_e$ preia aproape întreaga tensiune aplicată punții, pe elementele variabile $R_1$, $C_1$ revenind o tensiune redusă, nepericuloasă pentru operator |

**Punţi cu transformator**

| Schema punţii | Condiţia de echilibru | Parametrii măsuraţi | Observaţii |
|---|---|---|---|
| Punte cu transformator pentru măsurarea condensatoarelor cu schemă echivalentă serie | $\underline{Z}_x = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}} \underline{Z}_e$<br>$\underline{Z}_x = R_x + \frac{1}{j\omega C_x}$<br>$\underline{Z}_e = R_e + \frac{1}{j\omega C_e}$<br>$\left(R_x + \frac{1}{j\omega C_x}\right) = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}}\left(R_e + \frac{1}{j\omega C_e}\right)$ | $R_x = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}} R_e$<br>$C_x = \frac{N_{s_2}}{N_{s_1}} C_e$<br>$D_x = \omega C_x R_x = \omega R_e C_e$ | Comutatorul $K$ se utilizează pentru schimbarea intervalelor de măsurare |
| Punte cu transformator pentru măsurarea condensatoarelor cu schemă echivalentă paralel | $\underline{Z}_x = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}} \underline{Z}_e$<br>$\underline{Z}_x = \frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x}$<br>$\underline{Z}_e = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}$<br>$\frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x} = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}} \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}$ | $R_x = \frac{N_{s_1}}{N_{s_2}} R_e$<br>$C_x = \frac{N_{s_2}}{N_{s_1}} C_e$ | Cu comutatoarele $K_1$ şi $K_2$ se modifică $N_{s_1}$ şi $N_{s_2}$, deci intervalul de măsurare |

*Tabelul 24.4* (continuare)

| Schema punţii | Condiţii de echilibru | Parametrii măsuraţi | Observaţii |
|---|---|---|---|
| Punte cu transformator pentru măsurarea inductivităţii proprii | Se notează<br>$\underline{Z}_e = \dfrac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}$<br>Se transfigurează steaua $ABC$ în triunghi<br>$\underline{Z}_{AB} = \dfrac{R_1\underline{Z}_e + R_1R_2 + R_2\underline{Z}_e}{R_2}$<br>$\underline{Z}_{AC} = \dfrac{R_1\underline{Z}_e + R_1R_2 + R_2\underline{Z}_e}{R_1}$<br>$\underline{Z}_{BC} = \dfrac{R_1\underline{Z}_e + R_1R_2 + R_2\underline{Z}_e}{\underline{Z}_e} = \dfrac{R_1\dfrac{R_e}{1+j\omega R_e C_e} + R_1R_2 + R_2\dfrac{R_e}{1+j\omega R_e C_e}}{\dfrac{R_e}{1+j\omega R_e C_e}}$<br>Relaţia de echilibru este:<br>$(R_1 + R_0 + R_x + j\omega L_x) = \dfrac{N_{s_1}}{N_{s_2}}\underline{Z}_{BC}$<br>Trafo fiind cu priză mediană,<br>$\dfrac{N_{s_1}}{N_{s_2}} = 1$<br>$R_1 + R_0 + R_x + j\omega L_x =$<br>$= \dfrac{RR_e + R_1R_2(1 + j\omega R_e C_e + R_2R_e)}{R_e}$ | $R_x = \dfrac{R_1R_2}{R_e}$<br>$L_x = R_1R_2C_e$<br>$Q_x = \dfrac{\omega L_x}{R_x} = \omega R_e C_e$ | Echilibrarea punţii se face variind rezistenţa $R_e$ şi condensatorul $C_e$ |

# 25
# MĂSURAREA MĂRIMILOR MAGNETICE

## 25.1. MĂSURAREA MĂRIMILOR DE STARE ALE CÎMPULUI MAGNETIC

### 25.1.1. MĂSURAREA FLUXULUI MAGNETIC

Cea mai răspîndită metodă pentru măsurarea fluxului magnetic se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice și este cunoscută sub denumirea de *metoda inducției*. Ca traductor primar se folosește o bobină de măsurare (bobină sondă), constituită din $N$ spire identice, înfășurate pe o carcasă plată din material izolant, sau fără carcasă, însă impregnate pentru rigidizare.

#### 25.1.1.1. MĂSURAREA FLUXULUI MAGNETIC ÎN CÎMPURI CONTINUE (INVARIABILE ÎN TIMP)

Se utilizează pe scară largă o variantă a metodei inducției și anume inducția în impulsuri.

Fenomenul de inducție se realizează prin variația bruscă a fluxului magnetic înlănțuit de bobina de măsurare, așezată perpendicular pe direcția liniilor de cîmp. Variația de flux se poate obține prin diferite procedee ca :

*a)* scoaterea traductorului din cîmp (apare o variație de flux de la $\Phi$ la 0) ;
*b)* introducerea traductorului în cîmp ($0 \to \Phi$) ;
*c)* anularea fluxului ($\Phi \to 0$) sau stabilirea acestuia ($0 \to \Phi$) ;
*d)* inversarea sensului fluxului ($\Phi \to -\Phi$) ;
*e)* rotirea traductorului cu 180° ($\Phi \to -\Phi$),

toate aceste operații efectuîndu-se într-un timp cît mai scurt.

Pentru măsurarea variației de flux prin bobină se utilizează fluxmetrul.

Fluxmetrul este un aparat magnetoelectric cu inerție mică, lipsit de cuplu rezistent, alimentarea bobinei mobile realizîndu-se cu ajutorul unor fire fine de aur.

La bornele fluxmetrului se conectează bobina de măsurare (fig. 25.1, *a*). Rezistența bobinei trebuie să fie mică (max. 10—20 Ω), mult mai mică decît rezistența exterioară critică a aparatului. Astfel, fluxmetrul lucrează într-un

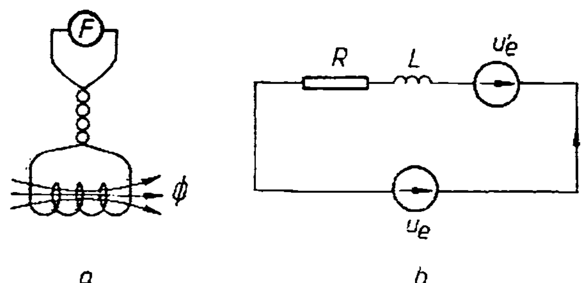



**Fig. 25.1. Măsurarea fluxului magnetic cu fluxmetrul :**
*a* — schema utilizată ; *b* — schema echivalentă a circuitului.

regim supraamortizat, ceea ce înseamnă că în momentul cînd încetează trecerea curentului prin bobină, încetează imediat și mișcarea dispozitivului mobil.

Variația fluxului magnetic prin bobina de măsurare (avînd $N$ spire) induce în aceasta o t.e.m.:

$$u_e = -N\frac{d\Phi}{dt}, \tag{25.1}$$

care determină apariția în circuitul format din bobină și fluxmetru a unui curent $i$.

Bobina mobilă a fluxmetrului se pune în mișcare și în ea se va induce o tensiune contraelectromotoare, proporțională cu viteza unghiulară:

$$u'_e = \Phi_0\frac{d\alpha}{dt}. \tag{25.2}$$

Aplicînd teorema a doua a lui Kirchhoff circuitului din figura 25.1, $b$, se obține:

$$u_e - u'_e = Ri + L\frac{di}{dt}. \tag{25.3}$$

Înlocuind aici relațiile (25.1) și (25.2), rezultă:

$$i = -\frac{1}{R}\left[N\frac{d\Phi}{dt} + \Phi_0\frac{d\alpha}{dt} + L\frac{di}{dt}\right].$$

Ecuația de mișcare a bobinei mobile a fluxmetrului devine:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A_m\frac{d\alpha}{dt} = -\frac{\Phi_0}{R}\left[N\frac{d\Phi}{dt} + \Phi_0\frac{d\alpha}{dt} + L\frac{di}{dt}\right]. \tag{25.4}$$

Pentru aflarea deviației $\alpha$ se integrează această ecuație în intervalul de timp între 0 și $\tau$ (cînd s-a produs variația de flux):

$$J\int_0^\tau \frac{d^2\alpha}{dt^2}dt + A_m\int_0^\tau\frac{d\alpha}{dt}dt = -\frac{\Phi_0}{R}\int_0^\tau N\frac{d\Phi}{dt}dt - \frac{\Phi_0^2}{R}\int_0^\tau\frac{d\alpha}{dt}dt - \frac{L\Phi_0}{R}\int_0^\tau\frac{di}{dt}dt. \tag{25.5}$$

Rezultă:

$$\int_0^\tau\frac{d^2\alpha}{dt^2}dt = |\omega|_0^\tau = \omega_\tau - \omega_0 = 0,$$

deoarece bobina mobilă pornește din repaus ($\omega_0 = 0$) și se oprește cînd prin ea nu mai circulă curent ($\omega_\tau = 0$);

$$\int_0^\tau\frac{d\alpha}{dt}dt = |\alpha|_0^\tau = \alpha_\tau - \alpha_0 = \Delta\alpha \text{ (deviația fluxmetrului)};$$

$$-\int_0^\tau N\frac{d\Phi}{dt}dt = N(\Phi_0 - \Phi_\tau) = \Delta\Phi_t \text{ (variația fluxului total prin bobina de măsurare)};$$

$$\int_0^\tau\frac{di}{dt}dt = |i|_0^\tau = i_\tau - i_0 = 0.$$

Deci, ecuaţia (25.5) se poate scrie sub forma :

$$A_m \Delta\alpha = \frac{\Phi_0}{R}\Delta\Phi_t - \frac{\Phi_0^2}{R}\Delta\alpha,$$

sau (25.6)

$$\Delta\Phi_t = \left[\frac{RA_m}{\Phi_0} + \Phi_0\right]\Delta\alpha.$$

Deoarece, factorul de amortizare mecanică $A_m$ este foarte mic, termenul $RA_m/\Phi_0$ devine neglijabil faţă de $\Phi_0$ şi rezultă, în final :

$$\Delta\Phi_t = \Phi_0\Delta\alpha = C_f\Delta\alpha. \quad (25.7)$$

Variaţia totală de flux prin bobina de măsurare este proporţională cu deviaţia $\Delta\alpha$ a fluxmetrului. Deci, scara fluxmetrului poate fi gradată direct în unităţi de flux magnetic (Wb sau mWb). Constanta fluxmetrului $C_f$ (egală cu $\Phi_0$) este independentă de caracteristicile bobinei sondă, dacă rezistenţa bobinei nu depăşeşte valoarea limită indicată de constructor.

Indicaţia fluxmetrului nu depinde de viteza de variaţie a fluxului.

Extinderea intervalului de măsurare al fluxmetrului se face prin şuntarea lui cu o rezistenţă $R_s$. Constanta fluxmetrului şuntat este :

$$C_{fs} = \frac{R_b + R_s}{R_s} C_f, \quad (25.8)$$

unde $R_b$ este rezistenţa bobinei de măsurare.

Dacă la măsurarea unui flux aparatul are o deviaţie $\Delta\alpha$ (egală cu diferenţa dintre deviaţiile după şi înainte de variaţia fluxului), fluxul fascicular $\Phi$ prin bobina de măsurare rezultă dintr-una din relaţiile :

$$\Phi = \frac{C_f\Delta\alpha}{N} \text{ sau } \Phi = \frac{C_f\Delta\alpha}{2N}, \quad (25.9)$$

în funcţie de procedeul utilizat pentru producerea variaţiei de flux.

Măsurarea variaţiei de flux prin bobina sondă se poate realiza şi cu galvanometrul balistic, însă datorită dezavantajelor pe care le prezintă acesta în comparaţie cu fluxmetrul (indicaţia este dependentă de viteza de variaţie a fluxului şi necesită o etalonare prealabilă în condiţiile de lucru) este rar utilizat în prezent.

### 25.1.1.2. MĂSURAREA FLUXULUI MAGNETIC ÎN CÎMPURI ALTERNATIVE

Metoda inducţiei se poate utiliza şi pentru măsurări de fluxuri magnetice alternative. În acest caz, în bobina de măsurare fixă, care înlănţuie fluxul magnetic, se induce o tensiune electromotoare a cărei valoare medie este :

$$U_{emed} = 4fN\Phi_{max}. \quad (25.10)$$

Tensiunea se măsoară cu ajutorul unui voltmetru electronic. Dacă t.e.m. indusă este sinusoidală, se poate utiliza orice tip de voltmetru electronic (din indicaţiile lui se determină uşor $U_{emed}$), iar dacă tensiunea este distorsionată atunci trebuie folosit un voltmetru de valori medii.

În cazurile în care nu este cunoscută frecvenţa fluxului magnetic, voltmetrul se conectează la bobină prin intermediul unui circuit integrator. Ca dispozitive integratoare se folosesc fie circuite RC, fie integratoare electronice (fig. 25.2).

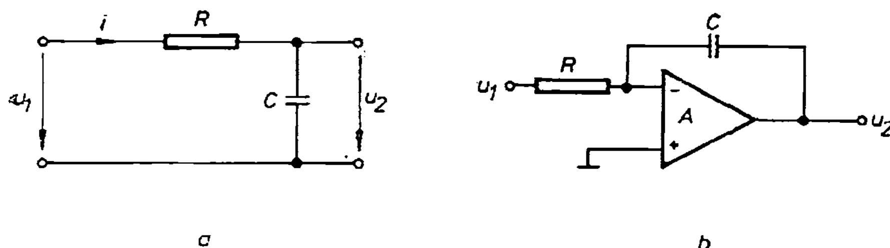



**Fig. 25.2. Circuite integratoare :**
*a* — tip RC ; *b* — cu amplificator operațional.

La un circuit integrator *RC* (fig. 25.2, *a*) tensiunea de ieșire $u_2$ este dată de relația :

$$u_2 = \frac{1}{C}\int i\, dt.$$

Dacă este îndeplinită condiția $R \gg \frac{1}{\omega C}$, se poate considera $i = u_1/R$ și se obține :

$$u_2 = \frac{1}{RC}\int u_1\, dt. \qquad (25.11)$$

O relație similară se obține în cazul integratorului cu amplificator operațional, din figura 25.2, *b*.

Astfel, amplitudinea tensiunii $U_{cmax}$ la bornele condensatorului, măsurată cu un voltmetru de valori de vîrf, va fi independentă de frecvență, iar fluxul maxim rezultă din relația :

$$\Phi_{max} = \frac{CR}{N} U_{cmax}. \qquad (25.12)$$

#### 25.1.2. MĂSURAREA INDUCȚIEI MAGNETICE ȘI A INTENSITĂȚII CÎMPULUI MAGNETIC ÎN AER (VID)

Dintre metodele folosite în prezent pentru măsurarea inducției și intensității cîmpului magnetic, se vor analiza în acest paragraf următoarele : metoda inducției ; metoda bazată pe efectul Hall ; metoda bazată pe efectul Gauss ; metoda ferosondei ; metoda rezonanței magnetice nucleare.

Metodele amintite mai sus se deosebesc între ele numai prin fenomenul fizic care stă la baza conversiei mărimii magnetice într-o altă mărime fizică (de obicei de natură electrică), măsurabilă prin mijloace uzuale, convertire realizată de către un traductor primar. Traductorul se construiește de obicei sub forma unei sonde, care se introduce în cîmpul magnetic de explorat. Dimensiunile sondei trebuie să fie cît mai mici, pentru a permite o măsurare practic punctiformă a mărimilor de stare ale cîmpului, fără perturbarea acestuia în urma introducerii sondei.

Datorită relației univoce de legătură dintre *B* și *H*, un aparat destinat măsurării uneia din aceste mărimi poate fi oricînd folosit și pentru măsurarea celeilalte, prin modificarea constantei aparatului.

În tabelul 25.1 se prezintă unele caracteristici metrologice ale instalațiilor utilizate la măsurarea mărimilor de stare ale cîmpului magnetic în aer (vid).

Tabelul 25.1

| Tipul aparatului | Erori limită % | Funcționează în: cîmp continuu | Funcționează în: cîmp alternativ [Hz] $10 \; 10^2 \; 10^3$ | Intervalul de măsurare: $10^{-7}$ $10^{-6}$ $10^{-5}$ $10^{-4}$ $10^{-3}$ $10^{-2}$ $10^{-1}$ $1$ [T]; $10^{-1}$ $1$ $10$ $10^2$ $10^3$ $10^4$ $10^5$ $10^6$ $\left[\frac{A}{m}\right]$ |
|---|---|---|---|---|
| Aparate bazate pe metoda inducției | 0,1 – 2 | | | |
| Aparate cu traductor Hall | 1 – 2,5 | | | |
| Aparate cu traductor magnetorezistiv | 1 – 2,5 | | | |
| Aparate cu ferosondă | 1 – 2,5 | | | |
| Aparate bazate pe fenomenul rezonanței magnetice nucleare | 0,01 – 0,001 | | | |

**Metoda inducției.** Se utilizează în prezent două variante ale metodei inducției : inducția în impulsuri și inducția continuă.

În prima variantă a metodei, descrisă în paragraful 25.1.1, inducția magnetică rezultă din măsurarea fluxului prin bobină :

$$B = \frac{\Phi}{A},$$

unde $A$ reprezintă aria acestei bobine.

Această relație se utilizează și pentru măsurarea inducției magnetice maxime în cîmpuri alternative.

În cea de a doua variantă a metodei inductive, în care fenomenul de inducție are loc în mod continuu, traductorul primar este realizat tot sub forma unei bobine de măsurare, căreia însă i se imprimă fie o mișcare de rotație cu viteză uniformă și cunoscută, fie o mișcare de oscilație liniară.

În primul caz, bobina de măsurare, avînd $N$ spire, este rotită de un motor sincron. În bobină se va induce o t.e.m. alternativă, dată de relația :

$$u_e = -\omega ANB \cos \omega t. \tag{25.13}$$

Această tensiune se redresează, de obicei cu ajutorul unui colector, după care se măsoară cu un aparat magnetoelectric. Instalațiile realizate pe acest principiu se prevăd cu mai multe bobine de măsurare, permițînd măsurări ale inducției, respectiv intensității cîmpului, în limite foarte mari. Schimbarea intervalului de măsurare se poate obține și prin intermediul unui divizor rezistiv de tensiune, montat între bobină și aparatul indicator.

În al doilea caz bobinei de măsurare i se imprimă, cu ajutorul unui dispozitiv special (vibrator, oscilomotor, motor rotativ cu mecanism bielă-manivelă) o mișcare de oscilație liniară, cu o viteză de deplasare ce variază sinusoidal în timp. Ca urmare, în bobină se va induce o t.e.m. sinusoidală exprimată prin relația :

$$u_e = -\omega NIA_m B \cos \omega t = KB \cos \omega t,$$

în care :

$l$ este lățimea bobinei de măsurare ;

$A_m$ — amplitudinea mișcării de oscilație ;

$B$ — inducția cîmpului magnetic explorat.

Tensiunea indusă în bobină este, de regulă, amplificată și apoi redresată, ca indicator folosindu-se un aparat magnetoelectric.

Instalațiile care au la bază metoda inducției permit măsurări de cîmpuri în intervalul $10^{-5}$ — 10 T, cu erori de 0,1 —2% (în funcție de precizia aparatului utilizat pentru măsurarea tensiunii induse).

**Metoda bazată pe efectul Hall.** Posibilitatea utilizării traductoarelor Hall pentru măsurarea inducției magnetice rezultă din dependența funcțională dintre inducția $B$ și tensiunea Hall $u_H$, obținută la un curent de comandă $I$ constant :

$$u_H = R_H \frac{BI}{d}. \tag{25.14}$$

Traductoarele Hall pot fi comandate în curent continuu sau în curent alternativ.

Dintre avantajele traductoarelor bazate pe efectul Hall se pot aminti următoarele :

— dimensiunile lor sînt extrem de mici, ceea ce permite efectuarea unor măsurări în spații înguste (cum ar fi întrefierul unei mașini electrice) ;

— măsoară în mod continuu intensitatea cîmpului (nu intermitent ca la metoda inducției) ;

— permit măsurarea unor cîmpuri alternative, indiferent de legea de variație a acestora.

Influența variațiilor de temperatură, neliniaritatea caracteristicii $u_H = f(B)$, care poate ajunge pînă la 10% în cîmpuri puternice, și apariția unor tensiuni parazite datorită dispunerii neechipotențiale a contactelor Hall reprezintă principalele neajunsuri ale acestor traductoare. Ele se pot elimina în mare parte utilizînd scheme speciale de compensare.

În figura 25.3 este dată schema de principiu a unui teslametru (gaussmetru, oerstedmetru) pentru măsurări de cîmpuri constante, care lucrează cu un curent de comandă continuu. Aparatul este alimentat de la un mic acumulator cadmiu-nichel încorporat sau de la o baterie uscată. Cu ajutorul rezistențelor adiționale $R_{a1}$ — $R_{a3}$ se realizează patru game de măsurare.

Rezistența de precizie $R_e$ servește la stabilirea curentului de comandă pentru care a fost etalonat aparatul (0,01 sau 0,1 A). În acest scop se reglează reostatul $R_1$, pînă cînd acul indicator al milivoltmetrului ajunge în dreptul

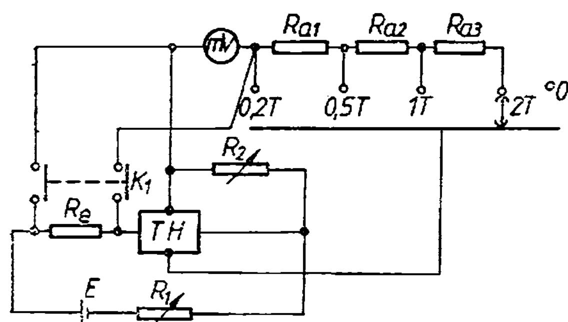



**Fig. 25.3.** Schema unui teslametru cu un traductor Hall.

unui reper distinct pe scara aparatului ($K$ fiind pe poziţia „0", iar $K_1$ apăsat). Reostatul $R_2$ se utilizează pentru compensarea tensiunii parazite datorită dispunerii neechipotenţiale a contactelor Hall.

Precizia aparatelor bazate pe efectul Hall corespunde clasei 1 —2,5, iar intervalul de măsurare este cuprins între $10^{-4}$—2,5 T.

**Metoda bazată pe efectul Gauss.** Efectul Gauss constă în modificarea rezistenţei electrice a unor materiale semiconductoare în cazul dispunerii lor într-un cîmp magnetic.

Materialele utilizate în prezent pentru confecţionarea traductoarelor bazate pe efectul Gauss sînt: Bi, In As, In Sb, Hg Te şi Hg Se. Traductoarele se realizează sub formă de spirală plată, disc, plăcuţă etc.

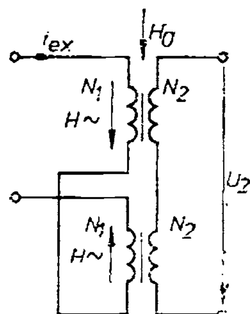


Fig. 25.4. Schema de principiu a ferosondei.

Dezavantajele traductoarelor magnetorezistive constau în dependenţa rezistenţei şi a sensibilităţii acestora de temperatură.

Variaţiile de rezistenţă ale traductorului se măsoară cu o punte de curent continuu, care lucrează în regim neechilibrat, astfel încît aparatul indicator poate fi etalonat direct în unităţi de inducţie magnetică.

Eroarea teslametrelor cu traductoare magnetorezistive este de ordinul 1 —2,5%, iar intervalul de măsurare este cuprins între $10^{-2}$—10 T.

**Metoda ferosondei.** Traductoarele folosite în aparatele de acest tip au primit în literatura de specialitate diverse denumiri ca: ferosonde, sonde Förster, sonde de saturaţie, modulatoare magnetice etc. În principiu, aceste traductoare utilizează proprietăţile materialelor feromagnetice în condiţiile unei magnetizări simultane în cîmp alternativ şi în cîmp continuu (regim de magnetizare mixtă).

Ferosonda constă din două miezuri cilindrice identice din material feromagnetic de mare permeabilitate (de tip permalloy), dispuse în linie sau unul lîngă altul. Fiecare miez este prevăzut cu două înfăşurări: una de excitaţie şi una de măsurare (fig. 25.4). Înfăşurările de excitaţie $N_1$, alimentate în curent alternativ, sînt legate în opoziţie, adică astfel încît în orice moment fluxurile alternative generate de ele în cele două miezuri să fie egale în mărime şi opuse ca sens. Înfăşurările de măsurare $N_2$ sînt legate în serie.

La un cîmp de excitaţie sinusoidal şi în lipsa unui cîmp exterior, t.e.m. induse în înfăşurările de măsurare conţin numai armonici impare care se anulează reciproc, astfel încît tensiunea secundară va fi nulă:

$$u_2 = -N_2 A \frac{d}{dt}(B_1 + B_2) = 0. \qquad (25.15)$$

Dacă asupra sondei acţionează simultan şi un cîmp magnetic exterior continuu, orientat după direcţia axei miezurilor, acesta într-o semiperioadă va întări cîmpul într-un miez şi îl va slăbi în celălalt. Ca urmare, $B_1 + B_2 \neq 0$ şi apare în secundar o tensiune $u_2$ diferită de zero.

Apariţia tensiunii secundare este ilustrată şi de curbele procesului de magnetizare, reprezentate în figura 25.5, în ipoteza simplificatoare că miezurile sînt lipsite de histerezis. Se constată că la ieşire apare o tensiune alternativă nesinusoidală, de frecvenţă dublă, conţinînd în principal armonica a doua.

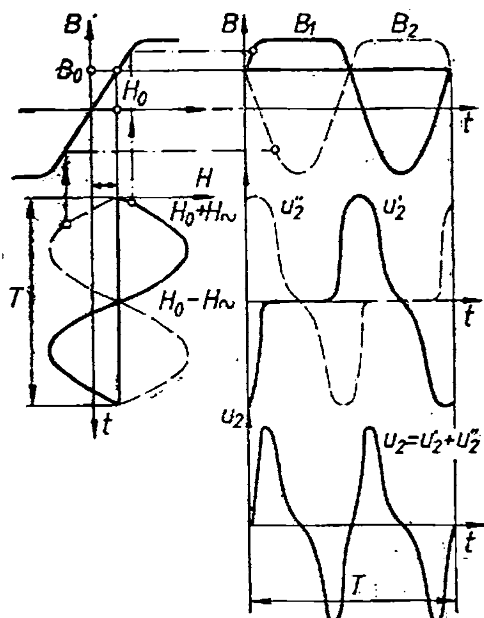



**Fig. 25.5.** Procesul de magnetizare la o ferosondă.

Se arată atît teoretic cît și experimental, că amplitudinea armonicii a doua a tensiunii secundare $u_2$ este proporțională cu intensitatea cîmpului constant $H_0$.

Măsurînd amplitudinea armonicii a doua a tensiunii secundare, se poate obține intensitatea cîmpului magnetic exterior $H_0$.

În realitate, datorită existenței unui ciclu de histerezis al materialului feromagnetic și datorită asimetriei celor două elemente ale traductorului, tensiunea secundară va conține, pe de o parte, un reziduu al primei armonici și pe de altă parte, un nivel de zgomot al armonicii a doua, chiar cînd $H_0 = 0$. Efectele datorate acestor fenomene se elimină prin folosirea unor sisteme de compensare și a unor amplificatoare selective.

Schema funcțională a unui aparat cu ferosondă, pentru măsurarea cîmpurilor magnetice, este dată în figura 25.6.

Un generator care produce o tensiune alternativă de frecvență $f$, cu un conținut redus de armonice, alimentează înfășurările de excitație ale ferosondei. Tensiunea de ieșire a acesteia se aplică la intrarea unui amplificator selectiv, prin intermediul unui filtru acordat pe frecvența 2f. Redresarea

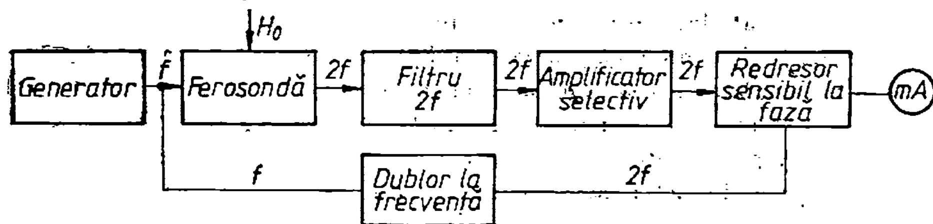



**Fig. 25.6.** Schema unui aparat cu ferosondă pentru măsurarea cîmpurilor magnetice.

tensiunii amplificate se realizează cu un redresor sensibil la fază, pentru a pune în evidență atît mărimea cît și polaritatea cîmpului magnetic exterior $H_0$, care acționează asupra sondei. Comanda redresorului se face cu tensiunea obținută de la un dublor de frecvență.

Aparatele de acest tip constituie unul dintre mijloacele cele mai moderne pentru măsurarea cîmpurilor continue. Ele se caracterizează printr-o sensibilitate ridicată (pînă la $10^{-4}$ A/m/div) și o precizie de ordinul 1 — 2,5%. Se utilizează în domenii speciale de măsurare a cîmpurilor slabe, cum ar fi măsurarea cîmpului magnetic terestru și extraterestru (instalate pe sateliți artificiali și nave cosmice), în prospecțiunile geologice, căutătoarele de mine, defectoscopia magnetică etc.

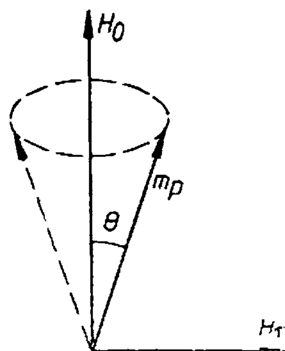


Fig. 25.7. Mișcarea de precesie a momentului magnetic al protonului.

Unele tipuri de aparate cu ferosondă permit și măsurarea cîmpurilor magnetice alternative de frecvență joasă (20—30 Hz).

**Metoda rezonanței magnetice nucleare.** Traductorul, realizat sub forma unei capsule care conține a substanță-probă paramagnetică (de obicei apă), se introduce în cîmpul magnetic de măsurat $H_0$. Momentul magnetic $m_p$ al fiecărui nucleu din substanța-probă va efectua o mișcare de precesie în jurul direcției cîmpului, sub unghiul $\theta$, cu viteza unghiulară dată de relația lui Larmor :

$$\omega_0 = \gamma B_0, \qquad (25.16)$$

unde $\gamma$ este constanta giromagnetică a protonului (fig. 25.7), egală cu $4\pi m_p/h$, iar $B_0 = \mu_0 H_0$.

Dacă în afara cîmpului magnetic $H_0$, nucleele substanței-probă sînt supuse și acțiunii unui cîmp de înaltă frecvență $H_1$, perpendicular pe direcția lui $H_0$, amplitudinea mișcării de precesie crește, cu atît mai mult cu cît frecvența cîmpului alternativ $H_1$ se apropie de frecvența Larmor. La egalitatea celor două frecvențe (rezonanță) are loc trecerea nucleelor de pe un nivel energetic pe altul. Deoarece nivelele inferioare sînt mai populate, tranzițiile „jos-sus“ sînt mai numeroase și rezultă o absorbție globală de energie din cîmpul de înaltă frecvență. Această absorbție de energie corespunde unei scăderi a amplitudinii tensiunii de înaltă frecvență, care amplificată și redresată indică momentul apariției rezonanței magnetice nucleare.

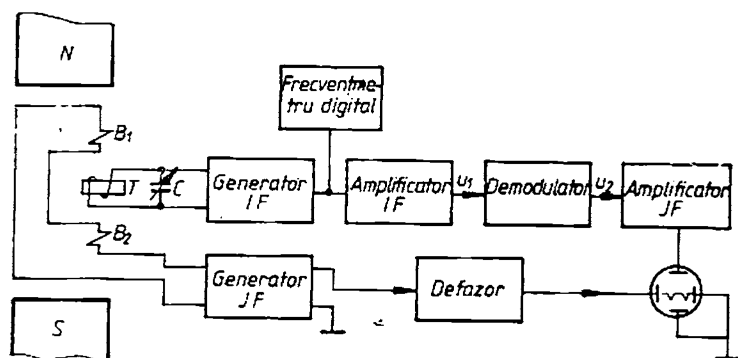
Măsurînd frecvența generatorului corespunzătoare rezonanței se poate determina valoarea cîmpului $B_0$ :

$$B_0 = \frac{\omega_0}{\gamma}.$$

Întrucît constanta giromagnetică este cunoscută cu foarte mare precizie, eroarea metodei este dată în special de eroarea cu care se măsoară frecvența. Dacă se utilizează frecvențmetre digitale de mare precizie, erorile pot fi reduse pînă la 0,001%.

Rezultatul măsurării nu depinde de precizia orientării traductorului în cîmpul de măsurat și de temperatura mediului.

Schema de principiu a unei instalații bazată pe rezonanța magnetică nucleară este dată în figura 25.8, a.



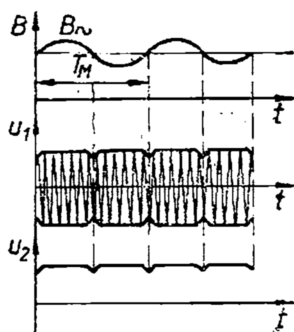




**Fig. 25.8.** Instalație pentru măsurarea cîmpurilor magnetice folosind fenomenul de rezonanță magnetică nucleară: *a* — schemă funcțională; *b* — curbele inducției $B_{\sim}$ și ale tensiunilor $u$, $u_2$.

În cîmpul magnetic de măsurat (de ex. al unui magnet permanent) se introduce traductorul $T$, format din capsula cu substanța paramagnetică și bobina de înaltă frecvență, astfel ca axa lui să fie perpendiculară pe direcția liniilor de cîmp. Bobina, împreună cu condensatorul $C$, formează circuitul oscilant al generatorului de înaltă frecvență. În momentul rezonanței, amplitudinea tensiunii la bornele bobinei, adică tensiunea generatorului de IF scade. Pentru ca acest proces să se repete periodic și să se obțină un semnal de rezonanță neîntrerupt (permanent), cîmpul continuu de măsurat se modulează cu un cîmp slab de joasă frecvență $B_{\sim}$ (25—50 Hz), creat de bobinele $B_1$—$B_2$, alimentate de la un generator de joasă frecvență. Dacă cîmpul $H_0$ peste care se suprapune cîmpul alternativ corespunde unei situații de rezonanță, cîmpul rezultant va trece de două ori în decursul unei perioade prin rezonanță (fig. 25.8, *b*) realizînd modulația în amplitudine a tensiunii generatorului de IF. Semnalul amplificat, detectat și din nou amplificat se aplică între plăcile de deflexie verticală ale unui osciloscop catodic. La plăcile de deflexie orizontală ale osciloscopului se aplică tensiunea de joasă frecvență, prin intermediul unui defazor. Întrucît în timpul unei perioade a tensiunii modulatoare $T_M$ rezonanța apare de două ori, pe ecranul osciloscopului apar două semnale de rezonanță (două impulsuri), dispuse simetric față de axa verticală. Măsurînd în acest moment, cu ajutorul frecvențmetrului, frecvența generatorului IF, se determină inducția $B_0$ a cîmpului de măsurat.

Metoda rezonanței nucleare se poate utiliza pentru măsurarea unor cîmpuri avînd inducția magnetică de la 0,005 T în sus. Limita inferioară a intervalului de măsurare este determinată de raportul semnal-zgomot, care scade rapid cu micșorarea frecvenței, adică cu valoarea cîmpului măsurat.

Omogenitatea cîmpului constituie o altă limitare în folosirea acestei metode. În cîmpuri magnetice neomogene numărul de nuclee pentru care este îndeplinită simultan condiția de rezonanță scade, iar semnalul se micșorează și devine difuz.

O serie de firme produc în prezent instalații de laborator și de uz industrial pentru măsurarea cîmpului magnetic, bazate pe fenomenul de rezonanță magnetică nucleară. Capsulele sînt umplute, în funcție de intervalul de măsurare, cu apă (0,005—0,5 T), clorură de litiu diluată (0,4—1 T) sau apă grea (1—3 T); volumul lichidului este cuprins între 0,2 și 1 $cm^3$.

Spre deosebire de aceste instalații, denumite cu inducție forțată, se construiesc și instalații care au la bază fenomenul de inducție liberă, care permit măsurarea unor cîmpuri slabe, pînă la $10^{-5}$ T ($H \approx 8$ A/m).

## 25.2. DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A CARACTERISTICILOR MATERIALELOR FEROMAGNETICE

Caracteristicile materialelor magnetice depind în mare măsură de natura materialului, de stările magnetice anterioare ale probei și de regimul de magnetizare. Prin regim de magnetizare se înțeleg condițiile în care are loc procesul de magnetizare: cîmp continuu, cîmp alternativ simetric, magnetizare prin impulsuri sau sub acțiunea simultană a două cîmpuri, unul continuu și celălalt alternativ sau ambele alternative (magnetizare mixtă).

Avînd în vedere domeniile de utilizare ale materialelor magnetice moi, pentru acestea prezintă interes în special caracteristicile obținute în cîmpuri continue (numite și caracteristici statice) și în cîmpuri alternative simetrice (caracteristici dinamice). Pentru materialele magnetice dure este necesară cunoașterea caracteristicilor în cîmpuri continue.

### 25.2.1. EȘANTIOANE PENTRU ÎNCERCAREA MATERIALELOR FEROMAGNETICE

Pentru determinarea caracteristicilor materialelor feromagnetice, din lotul de material se prelevează după anumite criterii o mostră care se consideră reprezentativă pentru întregul lot. În cele ce urmează aceste mostre vor fi denumite eșantioane.

Se folosesc două tipuri de eșantioane: cu circuit magnetic închis și cu circuit magnetic deschis.

Circuitul închis, care se folosește în general pentru încercarea materialelor magnetic moi, permite realizarea unei magnetizări suficient de omogene a eșantionului, influența geometriei devenind practic neglijabilă.

Eșantioanele realizînd un circuit magnetic deschis sînt folosite în cazul materialelor cu proprietăți magnetice slabe, precum și a materialelor magnetic dure.

Eșantioanele se prevăd, în general, cu două înfășurări: o înfășurare de magnetizare și o înfășurare de măsurare a inducției magnetice.

Forma cea mai răspîndită de circuit magnetic închis este cea inelară (toroidală) cu secțiune dreptunghiulară sau pătrată. Ea se folosește în special în cazul materialelor magnetice cu permeabilitate ridicată. Se realizează fie prin ștanțarea tolelor, fie înfășurînd sub formă de spirală o bandă din materialul de cercetat (acest mod se preferă în cazul tolelor texturate). Pentru

a realiza o magnetizare suficient de omogenă a eșantionului, alegerea dimensiunilor torului trebuie astfel făcută ca raportul dintre diametrul exterior De și cel interior Di să fie : $De/Di \leqslant 1{,}2$. În asemenea condiții, intensitatea cîmpului magnetic poate fi determinată cu erori acceptabile pe baza relației :

$$H = \frac{NI}{\pi D_m}, \tag{25.17}$$

$D_m$ fiind diametrul mediu al torului.

Pentru încercări în cîmpuri puternice prezintă importanță și uniformitatea distribuției înfășurărilor de magnetizare.

Principalul neajuns al eșantioanelor inelare constă în dificultățile determinate de realizarea bobinajelor pentru fiecare eșantion în parte.

O dispersie magnetică redusă se poate obține și cu circuite magnetice de formă pătrată, care se realizează prin asamblarea corespunzătoare a unor pachete din fișii dreptunghiulare de tablă. Avantajul acestor eșantioane constă în faptul că pachetele de tole din care se constituie laturile se pot introduce în carcase din material izolant cu înfășurările dinainte realizate (aparat Epstein), eliminîndu-se astfel întreaga operație de bobinare extrem de incomodă de la eșantioanele inelare.

Aparatul Epstein este constituit din patru carcase dispuse pe laturile unui pătrat, fiecare din ele fiind prevăzută cu cîte o înfășurare de magnetizare și una de măsurare. Aparatul Epstein este în prezent standardizat în majoritatea țărilor din lume, în două variante : una pentru eșantioane realizate din fișii de 280 × 30 mm (aparat Epstein de 25 cm) și una pentru eșantioane realizate din fișii de 500 × 30 mm (aparat Epstein de 50 cm). Numărul fișiilor din cele patru pachete se stabilește astfel încît masa totală a eșantionului să fie de 1 kg la aparatul de 25 cm și 10 kg la aparatul de 50 cm.

Pentru încercarea unor eșantioane drepte se utilizează dispozitive speciale numite permeametre, care permit realizarea unui circuit magnetic închis, avînd totodată înfășurări dinainte confecționate.

Circuitul magnetic al permeametrului este constituit din eșantionul supus încercărilor și din unul sau două juguri masive, realizate din material magnetic moale, de mare permeabilitate. Se urmărește ca reluctanța jugului să fie neglijabilă în raport cu reluctanța eșantionului, cerință care se satisface prin dimensionarea corespunzătoare a jugului și prin alegerea adecvată a materialului acestuia. Principalele elemente componente ale permeametrului sînt reprezentate în figura 25.9.

Pentru a omogeniza cîmpul de magnetizare, la capetele bobinei de magnetizare se dispun, de regulă, înfășurări suplimentare de compensare.

### 25.2.2. DETERMINAREA CARACTERISTICILOR STATICE

În figura 25.10 este reprezentată schema de principiu a unei instalații pentru ridicarea curbelor de magnetizare și ciclurilor statice de histerezis, care are la bază metoda inducției în impulsuri.

Se folosesc fie eșantioane inelare, fie eșantioane adaptate unui permeametru.

Determinarea tuturor caracteristicilor de magnetizare trebuie făcută pe eșantioane complet demagnetizate. Demagnetizarea se poate realiza fie în curent continuu, prin comutarea sensului curentului în înfășurarea de magnetizare $N_1$, concomitent cu reducerea intensității acestuia la zero, fie în curent alternativ, a cărui amplitudine scade la zero.

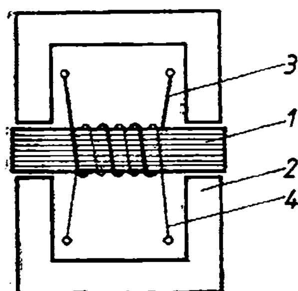



**Fig. 25.9. Schița unui permeametru :**

*1* — eșantionul încercat ; *2* — juguri ; *3* — înfășurarea de magnetizare ; *4* — înfășurarea pentru măsurarea inducției.

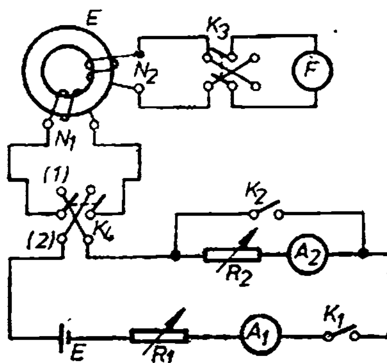



**Fig. 25.10. Schema unei instalații pentru determinarea caracteristicilor statice ale unui material feromagnetic.**

Pentru ridicarea curbei fundamentale de magnetizare (fig. 25.11, *a*) se procedează astfel : după stabilirea curentului corespunzător intensității $H_1$ a cîmpului magnetic dorit (cu ajutorul reostatului $R_1$, $K_2$ fiind închis, $K_3$ deschis, iar $K_4$ pe poziția *1*), se realizează pregătirea magnetică a eșantionului prin comutarea de aproximativ 10 ori a curentului de magnetizare cu comutatorul $K_4$.

Intensitatea cîmpului magnetic se obține pe baza măsurării curentului de magnetizare, cu relația :

$$H_1 = \frac{N_1 I_1}{l_{med}}. \tag{25.18}$$

Măsurarea inducției $B_1$, corespunzătoare cîmpului $H_1$, se face cu fluxmetrul conectat la bornele înfășurării de măsurare $N_2$. În acest scop se închide $K_3$,

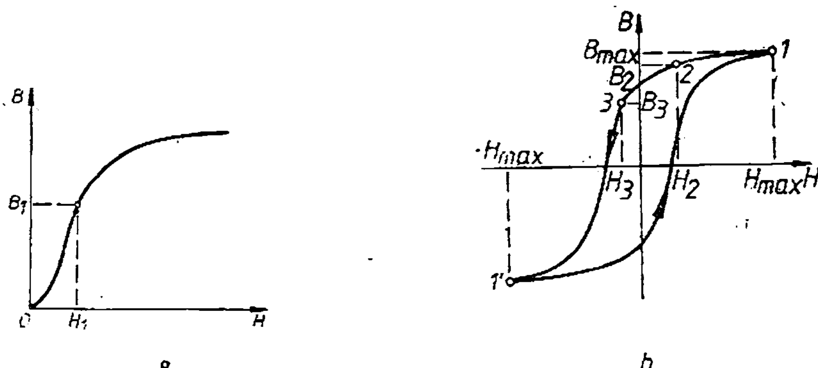



**Fig. 25.11. Determinarea curbei fundamentale de magnetizare *(a)* și a ciclului static de histerezis *(b)*.**

se inversează brusc sensul curentului de magnetizare cu $K_4$ și se citește deviația $\Delta\alpha_1$ a fluxmetrului. Inducția rezultă din relația:

$$B_1 = \frac{C_f \Delta\alpha_1}{2AN_2}, \qquad (25.19)$$

unde $A$ este aria secțiunii transversale a eșantionului;

$N_2$ — numărul de spire ale înfășurării de măsurare;

$C_f$ — constanta fluxmetrului.

Pentru obținerea celui de-al doilea punct de pe curbă se mărește curentul de magnetizare (cu $K_4$ pe poziția *1*) și se face o nouă pregătire magnetică, urmată de măsurarea inducției.

În mod analog se determină valorile inducției și intensității cîmpului pentru toate celelalte puncte, pe baza cărora se trasează curba fundamentală de magnetizare.

Trasarea ciclului histerezis (fig. 25.11, *b*) se începe cu determinarea valorilor lui $H_{max}$ și $B_{max}$, corespunzătoare vîrfului ciclului (după demagnetizarea și pregătirea magnetică a probei). Pentru determinarea unui alt punct de pe porțiunea descendentă a ciclului, de exemplu punctul *2*, se determină inducția diferență $\Delta B_2 = B_{max} - B_2$. În acest scop se deschide întreruptorul $K_2$ și cu ajutorul reostatului $R_2$ se stabilește valoarea curentului corespunzător lui $H_2$ (fără a modifica poziția cursorului reostatului $R_1$ cu care s-a stabilit curentul maxim), după care se închide din nou $K_2$.

Se efectuează o nouă operație de pregătire magnetică și se lasă comutatorul $K_4$ pe poziția (1). Deschiderea întreruptorului $K_2$ va determina o modificare a curentului în circuitul de magnetizare corespunzătoare modificării cîmpului magnetic de la $H_{max}$ la $H_2$, ceea ce corespunde variației inducției de la $B_{max}$ la $B_2$. Această variație se determină pe baza relației

$$\Delta B_2 = B_{max} - B_2 = \frac{C_f \Delta\alpha_2}{AN_2}, \qquad (25.20)$$

de unde rezultă $B_2 = B_{max} - \Delta B_2$.

La determinarea punctelor ciclului histerezis corespunzătoare unor valori negative ale intensității cîmpului magnetic, pentru măsurarea inducției $\Delta B_3 = B_{max} - B_3$, simultan cu deschiderea întreruptorului $K_2$ se trece și comutatorul $K_4$ pe poziția *2*, modificînd astfel sensul curentului prin înfășurarea de magnetizare.

Pentru a elimina necesitatea repetării dese a operației de pregătire magnetică a materialului de încercat, ridicarea punctelor 2, 3,... ale ciclului se poate face și astfel încît punctul ce reprezintă starea magnetică a materialului să se afle permanent pe acest ciclu, pe care să-l descrie numai în sensul normal (indicat pe figură prin săgeți). Astfel, de exemplu, pentru obținerea punctului 2 se procedează astfel:

— se stabilește curentul $I_2 < I_{max}$, mărind $R_2$ începînd de la zero;

— se revine în vîrful *1* al ciclului, parcurgînd ciclul în sensul 2 → *3* → *1'* → *1*; pentru aceasta se deschide $K_4$, se închide $K_2$, apoi $K_4$ pe poziția *2* și se trece din nou $K_4$ pe poziția *1*;

— pentru măsurarea variației de inducție $\Delta B_2$ se deschide $K_2$ și se citește deviația fluxmetrului. Se procedează analog și cu celelalte puncte.

Ramura ascendentă a ciclului de histerezis se obține trasînd simetrica față de origine a ramurii descendente.

Curba fundamentală de magnetizare și ciclul histerezis astfel obținute permit determinarea celorlalte caracteristici ale materialului magnetic: $\mu_{in}$, $\mu_{max}$, $\mu = f(H)$, $\mu_{dif} = f(H)$ etc.

### 25.2.3. DETERMINAREA CARACTERISTICILOR DINAMICE

În prezent se utilizează o mare varietate de instalații pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare în cîmpuri alternative, bazate pe diverse principii, multe din ele cu performanțe sensibil egale.

**Metoda ampermetrului și voltmetrului.** Este metoda cea mai simplă pentru determinarea caracteristicii dinamice de magnetizare.

Schema de principiu a metodei este reprezentată în figura 25.12. Pe eșantionul $E$ se găsesc două înfășurări, o înfășurare de magnetizare $N_1$, uniform repartizată și o înfășurare de măsurare $N_2$. Din indicațiile ampermetrului se determină intensitatea cîmpului magnetic, iar din indicațiile voltmetrului rezultă inducția magnetică din eșantion.

Măsurările se execută, de obicei, în condițiile unei inducții sinusoidale în materialul feromagnetic, curentul de magnetizare, respectiv cîmpul magnetic fiind distorsionate. Din acest motiv nu se introduc reostate în circuitul de magnetizare, reglarea curentului făcîndu-se cu un autotransformator.

Dacă se utilizează un ampermetru care măsoară valoarea efectivă a curentului de magnetizare, pentru intensitatea cîmpului magnetic va rezulta valoarea maximă a sinusoidei echivalente:

$$H_{emax} = \frac{\sqrt{2} N_1 I}{l_{med}}, \tag{25.21}$$

mai mică decît valoarea maximă reală a cîmpului magnetizant.

Din indicațiile voltmetrului de valori medii, conectat la bornele înfășurării de măsurare, se calculează valoarea maximă a inducției magnetice din miez:

$$B_{max} = \frac{U_{e2\,med}}{4fN_2A} \approx \frac{U_{2\,med}}{4\,fN_2A}. \tag{25.22}$$

Dacă în calcule se utilizează $U_{2med}$ în loc de $U_{e2med}$, apare o eroare de metodă, care este cu atît mai mică cu cît raportul $R_2/R_v$ este mai mic, $R_2$ fiind rezistența înfășurării de măsurare, iar $R_v$ — rezistența voltmetrului. Ca voltmetru de valori medii se utilizează un voltmetru cu redresor.

Acest montaj permite, deci, determinarea caracteristicii $B_{max} = f(H_{emax})$. Dacă dorim obținerea caracteristicii $B_{max} = f(H_{max})$, în locul ampermetrului se folosește fie un voltmetru de valori de vîrf, conectat la bornele unei re-

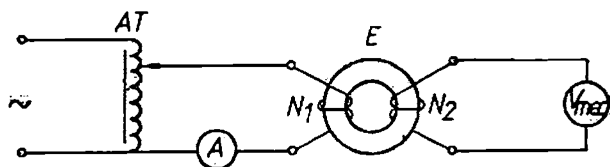



**Fig. 25.12.** Schema de principiu a unei instalații pentru determinarea caracteristicii dinamice de magnetizare prin metoda ampermetrului și voltmetrului.

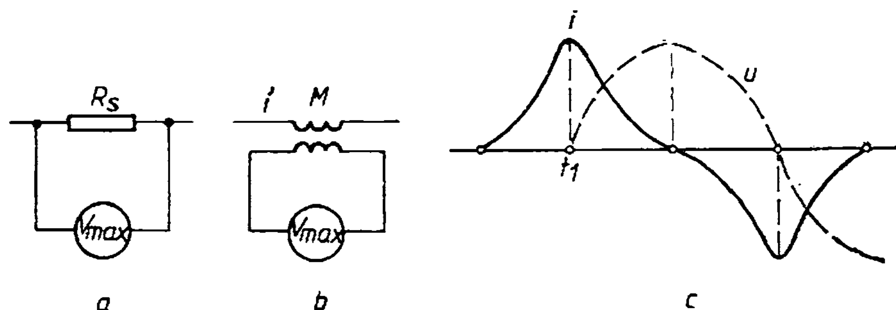



**Fig. 25.13.** Determinarea lui $H_{max}$:
*a* — cu un voltmetru de valori de vîrf; *b* și *c* — cu un voltmetru de valori medii.

rezistențe de precizie (fig. 25.13, *a*), fie un voltmetru de valori medii, conectat în secundarul unei inductivități mutuale (fig. 25.13, *b* și *c*).

În primul caz:

$$I_{max} = \frac{U_{max}}{R_s}, \text{ iar } H_{max} = \frac{N_1 I_{max}}{l_{med}}. \tag{25.23}$$

În cel de-al doilea caz:

$$u' = -M\frac{di}{dt}; \quad U'_{med} = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{\frac{T}{2}+t_1} u'dt = -\frac{2M}{T}(-I_{max} - I_{max}) = \frac{4MI_{max}}{T},$$

de unde

$$I_{max} = \frac{U'_{med}}{4fM}. \tag{25.24}$$

Erorile de măsurare pentru inducție sînt de ordinul 5—8%, iar pentru cîmpul magnetic de 3—5%. Datorită simplității ei, metoda este răspîndită în prezent.

Dacă în locul voltmetrului obișnuit cu redresor se utilizează un voltmetru cu redresor comandat (vectormetru), se pot realiza instalații specializate pentru măsurarea mărimilor magnetice în cîmpuri alternative, numite ferometre.

**Metoda osciloscopului catodic.** Această metodă, deosebit de simplă, permite urmărirea vizuală și fotografierea ciclului dinamic de histerezis, într-un domeniu foarte larg de frecvență (50 Hz—100 kHz). În același timp face posibilă studierea influenței diferiților factori (deformații, temperatură, frecvență) și a schimbării regimului de magnetizare asupra formei și dimensiunilor ciclului dinamic.

Schema de principiu a instalației este dată în figura 25.14.

La plăcile de deflexie verticală ale osciloscopului se aplică o tensiune a cărei valoare instantanee este proporțională cu inducția magnetică din eșantion, iar pe plăcile de deflexie orizontală se aplică o tensiune proporțională cu intensitatea cîmpului magnetizant.

Pentru a obține o tensiune proporțională cu *H*, în circuitul de magnetizare se conectează o rezistență de precizie $R_e$, iar căderea de tensiune de pe bornele ei se aplică plăcilor de deflexie orizontală ale osciloscopului. Întru-

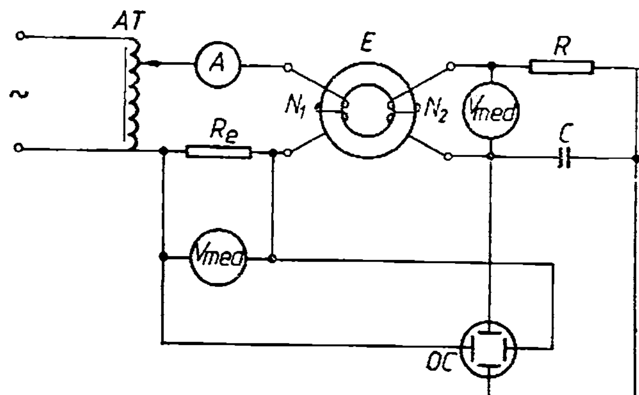



**Fig. 25.14.** Schema instalației pentru determinarea caracteristicilor de magnetizare prin metoda osciloscopului catodic.

cît valoarea acestei rezistențe trebuie să fie mică, pentru a nu deforma inducția în miez, uneori este necesară amplificarea suplimentară a tensiunii care se aplică osciloscopului.

În circuitul de măsurare se induce o t.e.m. :

$$u_{e2} = -N_2 \frac{d\Phi}{dt} = -N_2 A \frac{dB}{dt}. \tag{25.25}$$

Prin integrare se poate obține o tensiune proporțională cu inducția $B$. Ca dispozitive integratoare se folosesc fie circuite RC, fie integratoare electronice (fig. 25.2).

În cazul circuitului integrator RC, folosit în schemă, tensiunea de ieșire $u_e$ va fi (v. rel. 25.11) :

$$u_e = \frac{N_2 A}{RC} B, \tag{25.26}$$

adică va fi proporțională cu valoarea instantanee a inducției magnetice. Dacă $R = (100 - 150)X_c$, erorile de fază introduse de circuitul integrator nu depășesc 0,5—0,6 grade electrice. Pentru a reduce la minimum influența reacției circuitului secundar asupra circuitului de magnetizare, se recomandă ca $N_2 i_2 \ll N_1 i_1$. Dezavantajul acestui circuit constă în atenuarea considerabilă a semnalului datorită integrării. Din acest motiv devine necesară uneori utilizarea unui amplificator suplimentar înainte de aplicarea semnalului la plăcile de deflexie verticală ale osciloscopului, în special în cazul unor eșantioane de dimensiuni mici, sau a unor materiale slab magnetice. Instalațiile moderne bazate pe acest principiu sînt prevăzute cu amplificatoare electronice integratoare, care realizează simultan funcțiile de amplificare și integrare.

Pe ecranul osciloscopului catodic apare astfel ciclul dinamic de histerezis $B = f(H)$. Prin modificarea curentului de magnetizare cu ajutorul autotransformatorului $AT$, se pot obține diferite cicluri dinamice. Prin fotografiere repetată pe același film, apare o familie de cicluri, ale căror vîrfuri determină curba fundamentală de magnetizare $B_{max} = f(H_{max})$. Imaginea axelor de coordonate se obține prin suprimarea alternativă a tensiunii la cîte una din perechile de plăci de deflexie și prin fotografierea suplimentară a abscisei și ordonatei, folosindu-se la trasarea acestor axe magnetizarea maximă.

Pentru determinarea scărilor la care este reprezentat ciclul $B = f(H)$ pe ecran, trebuie etalonat osciloscopul. În acest scop se aplică tensiuni alternative cunoscute (măsurate cu un voltmetru) plăcilor de deflexie ale osciloscopului şi se notează devierile spotului pe orizontală şi pe verticală ($n_H$ şi $n_V$). Rezultă :

$$k_H = \frac{2\sqrt{2}U_H}{n_H}\left[\frac{V}{mm}\right]; \quad k_V = \frac{2\sqrt{2}U_V}{n_V}\left[\frac{V}{mm}\right], \tag{25.27}$$

unde $U_H$ şi $U_V$ sînt valorile efective ale tensiunilor aplicate plăcilor.

Valorile maxime ale inducţiei şi cîmpului magnetic se calculează cu relaţiile :

$$B_{max} = k_V a_B \frac{RC}{N_2 A}\,[T]; \quad H_{max} = k_H a_H \frac{N_1}{R_1 l}\left[\frac{A}{mm}\right], \tag{25.28}$$

în care $a_B$ este inducţia maximă măsurată pe ecran în mm şi $a_H$ — cîmpul magnetic maxim obţinut pe ecran în mm.

Suprapunînd peste imaginea ciclului de pe ecranul osciloscopului o hîrtie milimetrică transparentă, se poate determina cu aproximaţie aria ciclului $A_{ciclu}$ (în mm²). Pierderile specifice în fier se determină cu relaţia :

$$P_s = \frac{f A_{ciclu} k' k''}{\gamma}, \tag{25.29}$$

în care $k'$ şi $k''$ sînt coeficienţi de scară,

$$k' = \frac{H_{max}}{a_H}\left[\frac{Asp/m}{mm}\right] \text{ şi } k'' = \frac{B_{max}}{a_B} \quad [T/mm], \tag{25.30}$$

iar $\gamma$ — densitatea materialului din care este confecţionat torul.

Metoda descrisă realizează precizii de ordinul 5—8%.

O serie de firme produc instalaţii specializate bazate pe acest principiu, cunoscute sub denumirea de *feroscop*. Acestea sînt prevăzute cu un osciloscop cu comutator electronic, cu amplificator electronic integrator, cu permeametru pentru încercarea unor eşantioane drepte, cu surse de tensiune etalon reglabile şi alte dispozitive anexe.

**Metoda wattmetrului pentru măsurarea pierderilor în fier.** Este metoda cea mai răspîndită pentru determinarea pierderilor în fier (numite şi pierderi magnetice sau de remagnetizare) la materialele magnetice moi.

Schema de principiu a instalaţiei este reprezentată în figura 25.15. Ca dispozitiv de magnetizare se utilizează aparatul Epstein de 50 sau 25 cm.

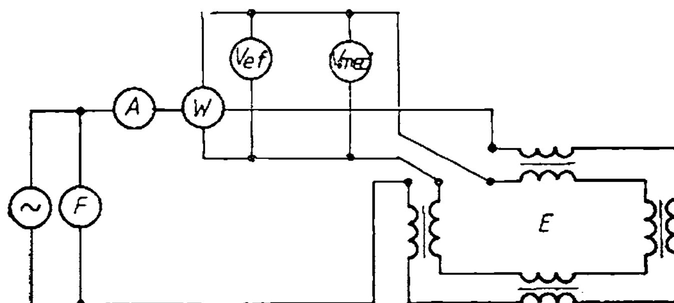



**Fig. 25.15. Schema instalaţiei pentru măsurarea pierderilor în fier prin metoda wattmetrului.**

Alimentarea instalației se face, de obicei, de la un generator de tensiune sinusoidală, al cărui regim de funcționare trebuie să se apropie de mersul în gol. Reglarea tensiunii în circuitul de alimentare se face prin curentul de excitație al generatorului. Se poate utiliza la nevoie și un autotransformator reglabil. conectat la rețeaua industrială de 50 Hz.

În vederea asigurării unei forme practic sinusoidale a inducției din miez, pînă la valori de 1...1,2 T, este necesară realizarea circuitului de magnetizare cu o rezistență minimă (din acest motiv nu se introduc reostate pentru reglarea curentului).

Măsurarea pierderilor se face, de obicei, la frecvența industrială de 50 Hz ; însă, în ultimul timp, unele standarde prevăd măsurări și la frecvențe mărite (400 Hz). Măsurările se execută pentru anumite valori ale inducției magnetice maxime : 1 T, 1,5 T și uneori 1,7 T. Pentru obținerea valorii dorite a inducției maxime, se variază tensiunea de alimentare a circuitului de magnetizare, pînă cînd valoarea medie a tensiunii secundare $U_{2med}$, măsurată cu voltmetrul $V_{med}$, atinge valoarea dată de relația :

$$U_{2med} = 4fN_2AB_{max}\frac{1}{1+\frac{r_2}{R_2}}, \qquad (25.31)$$

în care :

$B_{max}$ este inducția maximă ; $N_2$ — numărul total de spire secundare ; $A$ — aria secțiunii unui pachet de tole ; $f$ — frecvența tensiunii de alimentare ; $r_2$ — rezistența înfășurării secundare a aparatului Epstein ; $R_2$ — rezistența totală a aparatelor conectate în secundar :

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{R_{v1}} + \frac{1}{R_{v2}} + \frac{1}{R_w},$$

$R_{v1}$, $R_{v2}$, $R_w$ fiind rezistențele voltmetrelor și a circuitului de tensiune al wattmetrului.

Aria $A$ se calculează cu formula :

$$A = \frac{m}{l\gamma}, \qquad (25.32)$$

unde : $m$ este masa totală a celor patru pachete de tole, determinată prin cîntărire la începutul experienței ; $l$ — lungimea medie a circuitului magnetic al aparatului, format din cele patru pachete de tole ($l = 4 \times 0{,}50 = 2$ m) $\gamma$ — densitatea materialului magnetic de încercat.

Aparatul Epstein reprezintă un transformator electric care funcționează într-un regim foarte apropiat de mersul în gol. În figura 25.16 se indică diagrama de fazori a transformatorului monofazat constituit de aparatul Epstein. În consecință, pierderile în fier vor fi egale cu pierderile de mers în gol ale aparatului, care pot fi exprimate prin relația :

$$P_{Fe} = U_{e1}I_0\cos\varphi_0, \qquad (25.33)$$

în care $U_{e1}$ este t.e.m. indusă în înfășurarea primară a aparatului ; $I_0$ — curentul de mers în gol (cu secundarul deschis).

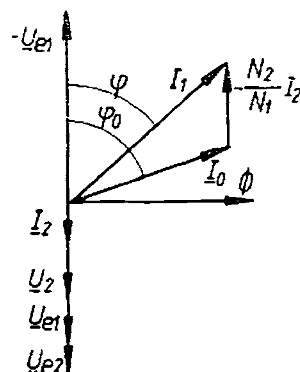


**Fig. 25.16. Diagrama de fazori a aparatului Epstein.**

Înlocuind în relația de mai sus $U_{e1} = U_{e2} \frac{N_1}{N_2}$ și $I_0 \cos \varphi_0$ din diagrama de fazori :

$$I_0 \cos \varphi_0 = I_1 \cos \varphi - I_2 \frac{N_2}{N_1},$$

se obține :

$$P_{Fe} = U_{e2} I_1 \frac{N_1}{N_2} \cos \varphi - U_{e2} I_2. \quad (25.34)$$

Din teorema a doua a lui Kirchhoff aplicată circuitului secundar :

$$U_{e2} = U_2 + r_2 I_2, \qquad \text{unde } I_2 = \frac{U_2}{R_2}.$$

Introducînd aceste relații în (25.34), rezultă :

$$P_{Fe} = \left(U_2 I_1 \frac{N_1}{N_2} \cos \varphi - \frac{U_2^2}{R_2}\right)\left(1 + \frac{r_2}{R_2}\right). \quad (25.35)$$

Wattmetrul conectat în circuitul aparatului Epstein măsoară puterea

$$P_w = U_2 I_1 \cos \varphi, \quad (25.36)$$

deci, în concluzie :

$$P_{Fe} = \left(P_w \frac{N_1}{N_2} - \frac{U_2^2}{R_2}\right)\left(1 + \frac{r_2}{R_2}\right). \quad (25.37)$$

Această relație permite calculul pierderilor în fier în funcție de indicația $P_w$ a wattmetrului.

În majoritatea cazurilor, termenul $r_2/R_2$ din relațiile (25.31) și (25.37) este foarte mic în comparație cu unitatea și pentru simplificarea calculelor poate fi neglijat.

Trebuie menționat că circuitul de magnetizare al aparatului Epstein are un factor de putere foarte redus, deci este necesară utilizarea unui wattmetru construit special pentru cos $\varphi$ mic (0,1 . . . 0,2).

Adesea este necesară separarea pierderilor în fier în cele două componente principale : pierderi prin histerezis și pierderi prin curenți turbionari. În acest scop se pot utiliza două metode.

Prima este metoda separării pierderilor după rezultatele măsurării acestora la două frecvențe diferite (de obicei în raportul 1 : 2, adică 25 : 50 Hz) și aceeași inducție maximă. Ea se bazează pe faptul că pierderile prin histerezis $P_h$ sînt direct proporționale cu frecvența $f$, iar pierderile prin curenți turbionari $P_f$ — cu pătratul frecvenței, adică pierderile totale pot fi exprimate prin relația :

$$P_{Fe} = P_h + P_f = a_1 f^2 B_{max}^2 + a_2 f^2 B_{max}^2 = af + bf^2, \quad (25.38)$$

dacă $B_{max} =$ const.

Rezolvarea acestei ecuații pentru două frecvențe $f_1$ și $f_2$ dă valorile constantelor $a$ și $b$.

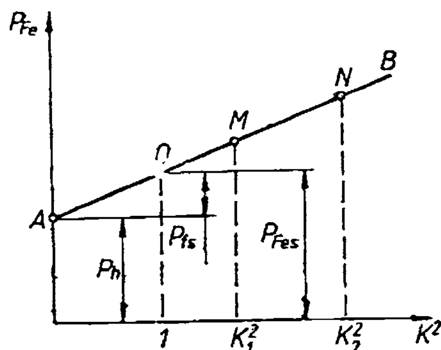



**Fig. 25.17.** Separarea pierderilor în fier prin variația factorului de formă al tensiunii secundare.

A doua metodă constă în măsurarea pierderilor la două valori diferite ale factorului de formă $k_f$ al tensiunii secundare și la aceeași inducție maximă. Pierderile în fier depind liniar de pătratul factorului de formă:

$$P_{Fe} = P_h + K^2 P_{fs}, \tag{25.39}$$

unde $K = k_f/1{,}11$, iar $P_{fs}$ sînt pierderile prin curenți turbionari în regim de inducție sinusoidală ($k_f = 1{,}11$). Din relația de mai sus și din figura 25.17 rezultă că prin extrapolarea dreptei $MN$, pînă la intersecția ei cu axa ordonatelor, adică pentru $K = 0$, se obțin tocmai pierderile prin histerezis $P_h$, iar pierderile prin curenți turbionari vor fi $P_{fs} = P_{Fes} - P_h$.

La determinarea pierderilor în fier prin metoda wattmetrică se întîmplă adeseori ca frecvența să difere de valoarea de referință (50 Hz) și factorul de formă să difere de 1,11 corespunzătoare regimului sinusoidal. În aceste cazuri pierderile măsurate trebuie reduse la valorile de referință ($f = 50$ Hz, $k_f = 1{,}11$) prin aplicarea unor corecții.

# *Partea a IV-a*
# MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR NEELECTRICE

## 26
## MĂSURAREA ELECTRICĂ A MĂRIMILOR MECANICE

În acest capitol vor fi prezentate principalele metode electrice de măsurare pentru: intervale între două puncte, grosimi, nivele, presiuni, forțe, momente, viteze.

### 26.1. MĂSURAREA INTERVALELOR DINTRE DOUĂ PUNCTE

Măsurarea intervalelor între două puncte este necesară în măsurările privind: lungimea, deplasarea, distanța, abaterea de la cote prestabilite, alinierea punctelor etc.

#### 26.1.1. MĂSURAREA LUNGIMII ȘI DEPLASĂRII

Pentru măsurarea pe cale electrică a lungimii și deplasării se utilizează traductoarele inductive (cap. 16.3) iar pentru măsurări de precizie ridicată fasciculul laser.

Pentru măsurarea deplasărilor pînă la 2 m se utilizează traductorul inductiv cu o singură inductanță și miez mobil conectat într-o punte în regim neechilibrat, brațul *1* (fig. 26.1).

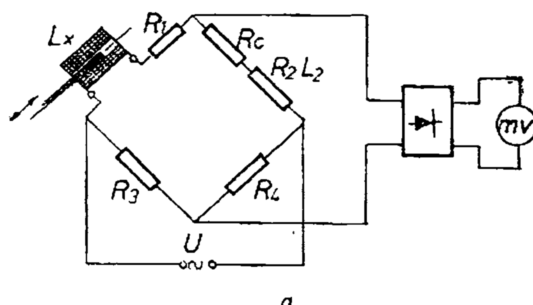
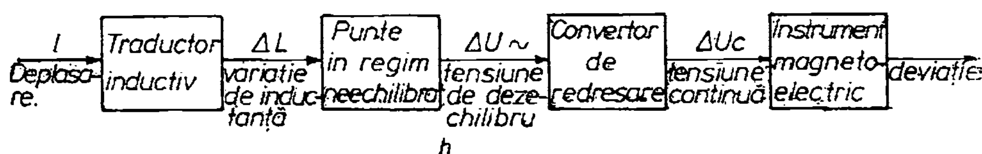



**Fig. 26.1. Măsurarea deplasării cu traductor inductiv cu o inductanță:**
*a* — schema electrică; *b* — schema funcțională.



Impedanța $Z_2$ ($R_2$, $L_2$) reprezintă o bobină de inductanță reglabilă $L_2$. Reglajul pentru poziția de zero se realizează din $L_2$ și $R_3$ astfel încît $\Delta U = 0$ și acul indicator al instrumentului magnetoelectric se află în dreptul reperului de zero. Piesa căreia i se măsoară deplasarea rectilinie este fixată de tija mobilă a traductorului, de aceea pentru o deplasare a piesei ce se măsoară rezultă o deplasare $l$ a tijei mobile care conduce la apariția unei variații $\Delta L$ a inductanței traductorului. Bobina traductorului constituind brațul unei punți alimentate cu o tensiune alternativă, echilibrată pentru $l = 0$, rezultă o tensiune de dezechilibru $\Delta U\sim$ care este redresată și măsurată de un instrument magnetoelectric. Acesta este gradat direct în unități de lungime.

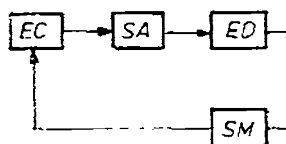



**Fig. 26.2. Schema funcțională a instalației de comandă, execuție și măsurare a deplasării.**

Pentru măsurarea deplasărilor mici și foarte mici se utilizează traductoarele inductive cu bobine diferențiale (par. 16.3.3) și cele tip transformator diferențial (par. 16.3.4).

Pentru măsurarea cu precizie ridicată a deplasării și poziției la mașinile unelte cu program, la instalațiile radar, la poziționarea capetelor de citire pentru memorii disc, la rampele de lansare rachete etc. se utilizează ca elemente de convertire a deplasării traductoarele inductive tip inductosin, liniare sau rotative (par. 16.3.4).

Instalația de comandă, execuție și măsurare a deplasării (fig. 26.2) cuprinde echipamentul de comandă *EC* care transmite pe bază de program, în cod binar, toate informațiile necesare pentru efectuarea deplasării de către sistemul de acționare *SA* care este cuplat mecanic cu obiectul ce este deplasat *ED* și care la rîndul lui este cuplat cu sistemul de măsurare *SM* care transmite *EC* informațiile privind executarea deplasării. Elementul principal al sistemului de măsurare îl constituie traductorul inductosin care are cursorul atașat de obiectul a cărei deplasare sau poziție se măsoară iar rigla solidară cu sistemul de referință.

Deplasările ce se măsoară se obțin din alinierea mai multor inductosine de lungime 250 mm. De exemplu, pentru comanda numerică a unui strung se dau următoarele caracteristici principale:

— cursa longitudinală maximă: 350 mm (X);
— cursa transversală maximă: 100 mm (Y);
— rezoluția: 0,01 mm;
— precizia de poziționare a sculei pe axele $X$, $Y$: $\pm 0{,}02$ mm.

Măsurarea lungimii și deplasării cu precizia cea mai ridicată se realizează cu interferometrul cu laser He-Ne.

Interferometrul este aparatul de măsurare care funcționează pe baza fenomenului de interferență a luminii. În figura 26.3, *a*, sînt considerate două surse luminoase $S_1$ și $S_2$ care emit radiații de aceeași frecvență și amplitudine. Ecuațiile celor două unde în punctul $P$ vor fi:

$$E_1 = E_0 \sin \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{r_1}{c}\right);\quad E_2 = E_0 \sin \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{r_2}{c}\right), \qquad (26.1)$$

obținîndu-se o undă rezultantă:

$$E = E_1 + E_2 = 2E_0 \cos \frac{2\pi}{T}\,\frac{r_2 - r_1}{2c}\,\sin \frac{2\pi}{T}\left(t - \frac{r_1 + r_2}{2c}\right). \qquad (26.2)$$

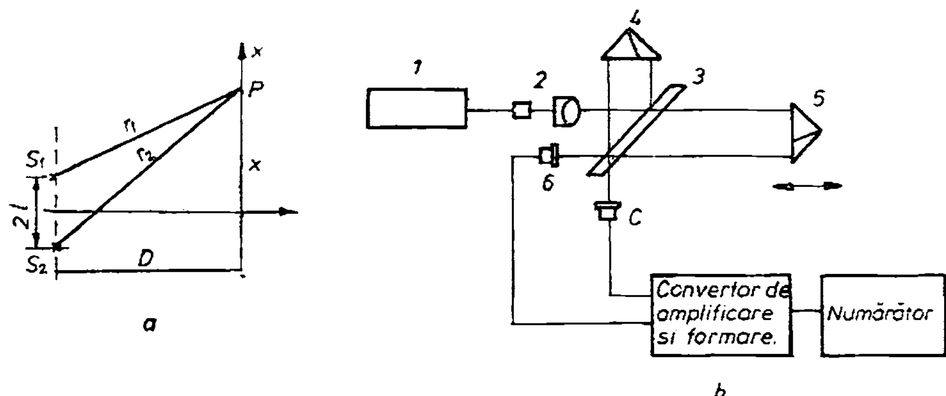



**Fig. 26.3. Interferometrul cu laser He—Ne :**
*a* — fenomenul de interferență a luminii ; *b* — schema de principiu a interferometrului cu laser He—Ne ; *1* — laser cu He—Ne ; *2* — colimator ; *3* — divizorul de fascicul ; *4* — prismă retrodifuzoare fixă ; *5* — prismă retrodifuzoare mobilă ; *6* — fotodetectoare.

Intensitatea luminoasă în $P$ este egală cu pătratul amplitudinii undei rezultante :

$$I = 4\,E_0^2 \cos^2 \frac{\pi(r_2 - r_1)}{\lambda} \qquad (26.3)$$

unde $\lambda = cT$ este lungimea de undă.

Rezultă că intensitatea luminoasă este maximă, respectiv minimă, pentru :

$$r_2 - r_1 = 2k\frac{\lambda}{2} \text{ respectiv } r_2 - r_1 = (2k+1)\frac{\lambda}{2}, \; k = 0, \pm 1, \pm 2 \ldots \qquad (26.4)$$

În acest caz cîmpul de interferență (planul ce conține punctul $P$ și este perpendicular pe figură) este brăzdat de franje (benzi) luminoase și franje complet întunecate.

Din figura 26.3, *a* se poate scrie :

$$r_1^2 = D^2 + (x - l)^2 \; ; \; r_2^2 = D^2 + (x + l)^2 \; ; \; r_2 - r_1 = \frac{4xl}{r_1 + r_2}.$$

Deoarece $x \ll D \Rightarrow r_1 + r_2 \ll 2D$ și notînd cu $x_k$ valoarea lui $x$ în punctul în care intensitatea este maximă se obține :

$$x_k = \frac{kD}{2l}\,\lambda. \qquad (26.5)$$

Distanța dintre două franje consecutive se numește interfranjă :

$$i = x_{k+1} - x_k = \frac{\lambda D}{2l}, \qquad (26.6)$$

ceea ce înseamnă că franjele sînt echidistante.

În funcție de tipul surselor $S_1$ și $S_2$ se realizează diverse interferometre.

Radiația emisă de laserul He-Ne se prezintă sub forma unui fascicul luminos de intensitate mare, extrem de îngust, cu o divergență foarte mică, indiferent de distanța parcursă, propagîndu-se într-o singură direcție cu o

rază îngustă și dreaptă. Datorită acestor proprietăți interferometrul cu laser He-Ne permite măsurarea deplasărilor cu o precizie deosebit de ridicată.

Interferometrul cu laser (fig. 26.3, *b*) conține un laser He-Ne *1* care emite stabilizat în frecvență și putere. Colimatorul *2* are rolul de a corecta divergența fasciculului emis de laser. Fasciculul de laser este împărțit de divizorul de fascicul *3* în două fascicule de egală intensitate : unul este transmis spre prisma retrodifuzoare fixă *4* și constituie brațul de referință al interferometrului și al doilea este transmis către prisma retroreflectoare mobilă *5* și e reflectată de aceasta înapoi spre divizorul de fascicul formînd brațul de măsurare al interferometrului. Retroreflectorul mobil *5* este solidar cu piesa a cărei deplasare se măsoară. Recombinarea celor două fascicule reflectate de prismele retroreflectoare pe suprafața divizorului de fascicul generează franje de interferență.

Ciclul unei franje este descris la o variație a drumului optic din brațul de măsurare egală cu $\frac{\lambda}{2}$, unde $\lambda$ este lungimea de undă a radiației laserului He-Ne corespunzătoare mediului de propagare. Principiul de măsurare constă în numărarea automată a franjelor de interferență care apar pentru o anumită deplasare a retroreflectorului mobil. Franjele de interferență sînt detectate pe două căi de fotodetectoarele *(6)* care generează semnale electrice ce sînt formate în impulsuri dreptunghiulare, discriminate în raport cu sensul de deplasare a reflectorului mobil, convertite pentru a se exprima deplasarea în unități metrice și numărate de numărător. În afișajul aparatului se prezintă valoarea deplasării cu polaritatea corespunzătoare sensului deplasării.

Interferometrul cu laser permite și măsurarea vitezei de deplasare alegîndu-se un interval de timp, pornind de la un oscilator cu cuarț și numărîndu-se impulsurile corespunzătoare unei anumite deplasări în acest interval de timp. Viteza de deplasare este afișată separat de informația de măsurare.

Pentru aplicații industriale a fost realizat la Institutul de fizică și tehnologia aparatelor cu radiații interferometrul cu laser He-Ne tip LASINTERF M-20 care prezintă următoarele caracteristici :

— măsurarea deplasărilor : interval de măsurare 0,1 —20 m, rezoluție 0,1 μm, eroare de măsurare $\pm 10^{-6}$ din valoarea afișată $\pm 0{,}1$ μm ;

— măsurarea vitezelor : interval de măsurare 6 —1 000 cm/min, rezoluție 1 mm/min, eroare de măsurare $\pm 10^{-4}$ mm/min.

În aceeași familie de interferometre s-a realizat interferometrul cu laser He-Ne tip LASINTERF T-20 care permite măsurarea și afișarea continuă a deplasărilor față de o origine comună, simultan pe două axe, ceea ce permite ca aparatul să se integreze ca sistem de afișare a cotei pentru două axe de deplasare la mașinile-unelte. Afișarea rezultatelor măsurărilor se face digital, independent pentru fiecare axă, cu ajutorul a două dispozitive de afișaj (*X*, *Y*).

#### 26.1.2. MĂSURAREA ABATERILOR DE LA COTE PRESTABILITE

Pentru măsurarea cu precizie ridicată a abaterilor de lungime se folosesc micrometrele electrice. Micrometrele electrice nu indică valori de lungimi ci abateri de lungime. Pentru realizarea micrometrelor electrice sînt folosite traductoarele inductive și cele capacitive.

Micrometrul electric inductiv (fig. 26.4, *a*) conține un traductor inductiv tip transformator diferențial. Schema este alimentată cu o tensiune stabilizată de frecvența 5 kHz, astfel încît la înfășurarea primară a traductorului se aplică tensiunea $U_1$. Dacă palpatorul este reglat pentru poziția dimensiunii

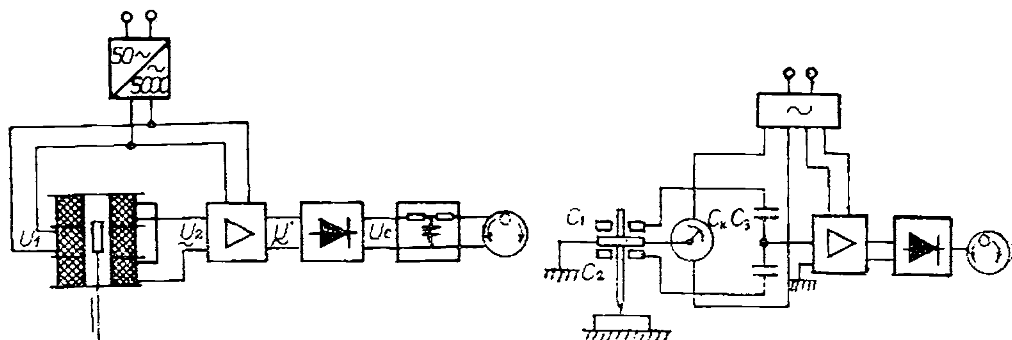



**Fig. 26.4. Micrometre electrice :**
*a* — micrometrul electric inductiv ; *b* — micrometrul electric capacitiv.

de referință atunci miezul mobil este așezat simetric în interiorul bobinelor. Tensiunile induse în bobinajele secundare ale traductorului sînt egale și de semn contrar și tensiunea rezultantă este nulă. Instrumentul magnetoelectric are acul indicator în dreptul reperului de zero.

Dacă se introduce sub palpator piesa de verificat care prezintă o abatere față de dimensiunea prescrisă, atunci știftul palpator se deplasează pe verticală în funcție de abatere, ceea ce conduce la o deplasare a miezului feromagnetic față de bobinele traductorului. Această deplasare conduce la apariția unei tensiuni $U_2$ dependentă de sensul de deplasare și cu amplitudinea proporțională cu deplasarea. Această tensiune amplificată, redresată cu un redresor sensibil la fază și filtrată cu un filtru trece-jos va determina deviația acului indicator. Aparatul prezintă un comutator pentru game de măsurare cuprinse între $\pm 3$ μm și $\pm 100$ μm și are precizii de 0,5 %

Micrometrul capacitiv (fig. 26.4, *b*) folosește un traductor capacitiv diferențial (fig. 16.22, *a*) conectat într-o punte de c.a. în regim neechilibrat, alimentată cu o tensiune de frecvență 0,5 MHz. Pentru dimensiunea de referință a piesei armătura mobilă este așezată simetric față de cele două armături fixe și tensiunea de ieșire a punții este zero iar acul indicator al instrumentului se află în dreptul poziției de zero. Dacă piesa măsurată are o anumită abatere, aceasta conduce la modificarea poziției armăturii mobile, deci la modificarea raportului de capacități $C_1/C_2$ ceea ce provoacă dezechilibrarea punții. Tensiunea de dezechilibru este proporțională cu abaterea de la cota prestabilită și ea este amplificată, redresată și aplicată instrumentului magnetoelectric care prezintă zero la mijloc și este gradat în μm. Aparatul prezintă mai multe game de măsurare : $\pm 1$ μm, $\pm 5$ μm, $\pm 10$ μm.

Micrometrele electrice pot fi utilizate și pentru operații de control și sortare permițînd automatizarea acestor operații.

Utilizarea micrometrelor prezentate necesită aducerea piesei pe masa de măsurare sau întreruperea operației de prelucrare pentru a se măsura abaterea piesei.

La executarea prelucrărilor fine, în special rectificări, se realizează însă măsurarea continuă, în timpul prelucrării (măsurare activă) ceea ce permite atît executarea automată a unui program de prelucrare pînă la obținerea cotei finale prestabilite, cît și afișarea în permanență a evoluției adaosului de prelucrare.

Instalația pentru măsurare activă cuprinde în principal : capul de măsurare care include dispozitivul de palpare a suprafeței prelucrate și traduc-

toarele electrice, precum și convertoarele de prelucrare a semnalelor metrologice și de afișare a abaterii de la cota prestabilită completate cu dispozitive de semnalizare.

De exemplu, pentru măsurarea activă a diametrului piesei ce se prelucrează la strung se utilizează traductoare inductive cu bobine diferențiale (fig. 16.12) conectate într-o punte în regim neechilibrat alimentată cu o tensiune de frecvență 5 kHz. Deplasarea miezului mobil față de cota prestabilită produce modificarea inductanțelor celor două bobine :

$$L_1 = L + \Delta L \; ; \; L_2 = L - \Delta L \qquad (26.7)$$

și ecuația (16.40) devine

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L + M}. \qquad (26.8)$$

Realizîndu-se constructiv condiția $\frac{M}{L} \ll 1$ ec. (26.8) devine :

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}.$$

Calculîndu-se reluctanțele echivalente ale circuitului magnetic al traductorului pentru o abatere, $x$, de la cota prestabilită se obține

$$\frac{\Delta U}{U} = kx \qquad (26.9)$$

deci o caracteristică de conversie liniară.

Se realizează pe acest principiu aparate de măsurare activă, permițînd măsurarea continuă a abaterii de la cota prestabilită, deci a adaosului de prelucrare. Aparatul prezintă mai multe game de măsurare cea mai sensibilă fiind $-10 \ldots +40$ μm, cu un prag de sensibilitate de 0,2 μm. Afișarea valorilor măsurate se poate face analogic, digital sau, pentru a putea fi măsurate de la distanță, cu coloană luminoasă cu diode electroluminiscente, coloana luminoasă arătînd adaosul ce mai trebuie prelucrat.

O problemă deosebit de importantă o reprezintă măsurarea abaterilor de rectilinitate pentru piese de lungimi mari și foarte mari utilizate atît la realizarea ghidajelor pentru mașinile-unelte grele, deoarece precizia prelucrărilor pe care le vor executa mașinile-unelte depinde direct de rectilinitatea ghidajelor cît și la realizarea unor piese foarte importante, de exemplu valțurile pentru fabricile de hîrtie, cilindrii pentru laminoare etc.

În acest scop s-a realizat interferometrul cu laser He-Ne specializat pentru măsurarea abaterilor de rectilinitate (fig. 26.5). Fasciculul laser traversează divizorul de fascicul *CD* și cade pe rețeaua de difracție *RD* obținîndu-se o multitudine de fascicule numerotate față de ordinul central 0 cu $\pm 1$, $\pm 2 \ldots$ (fig. 26.5, *a*). Cele două fascicule difractate sub un unghi $\theta$ cad pe oglinzile retroreflectoare $O_1$ și $O_2$ așezate perpendicular pe direcțiile fasciculelor respective și sînt reflectate înapoi pe rețeaua de difracție unde vor interfera (fig. 26.5, *b*). La trecerea lor din nou prin rețea va avea loc o nouă difracție și ca urmare cele două fascicule se vor suprapune peste fasciculul inițial al radiației laser. Fasciculul interferat, care este purtător al informației privind abaterea de rectilinitate, se separă de fasciculul incident prin intermediul divizorului de fascicul *CD* după care ajunge la elementele fotodetectoare $D_1$ și $D_2$ situate în fața cîmpului de interferență. Blocul laser *A*

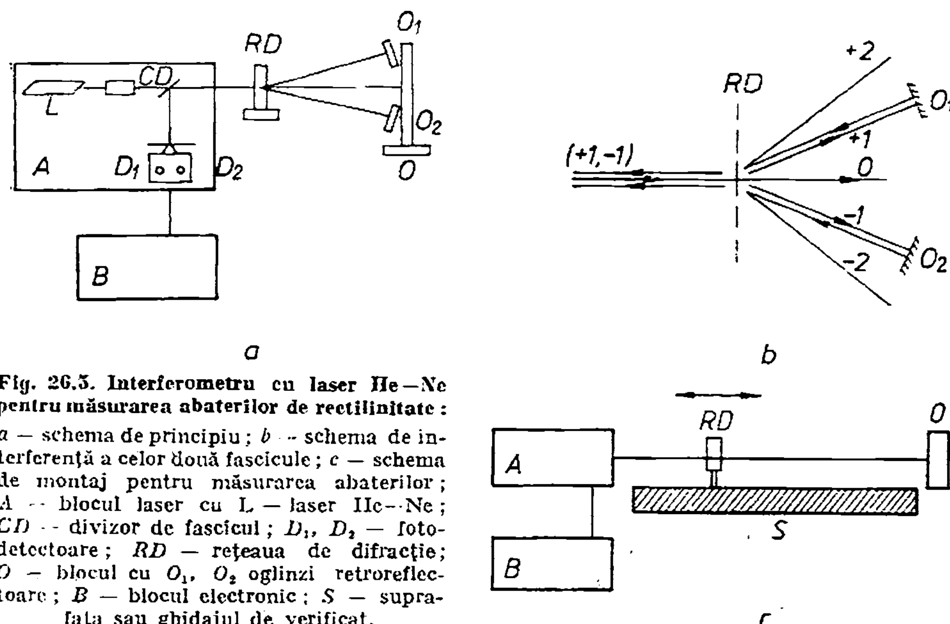



**Fig. 26.5. Interferometru cu laser He—Ne pentru măsurarea abaterilor de rectilinitate:**
*a* — schema de principiu; *b* — schema de interferență a celor două fascicule; *c* — schema de montaj pentru măsurarea abaterilor; *A* — blocul laser cu L — laser He—Ne; *CD* — divizor de fascicul; $D_1$, $D_2$ — fotodetectoare; *RD* — rețeaua de difracție; *O* — blocul cu $O_1$, $O_2$ oglinzi retroreflectoare; *B* — blocul electronic; *S* — suprafața sau ghidajul de verificat.

și blocul cu oglinzile retroreflectoare *O* se montează în opoziție la cele două capete ale ghidajului a cărei rectilinitate se verifică astfel încît fasciculul laser să fie paralel cu direcția ghidajului și el să cadă în centrul distanței dintre oglinzile retroreflectoare (fig. 26.5, *c*). Rețeaua de difracție *RD* se montează cu suportul său palpator pe ghidajul de testat astfel ca fasciculul laser să cadă pe trăsăturile rețelei de difracție. Pentru o poziție oarecare a rețelei de difracție de-a lungul ghidajului sistemul de detecție al aparatului nu va sesiza nici o deplasare a franjelor de interferență. La o deplasare a rețelei în planul său perpendicular pe trăsături, dacă există o abatere de rectilinitate, se va produce o diferență de drum între cele două fascicule de ordinul $\pm 1$ care se va traduce prin apariția unor noi franje în cîmpul de interferență situat în fața fotodetectoarelor $D_1$ și $D_2$. Este numărat automat numărul de franje și după prelucrarea corespunzătoare a semnalelor electrice metrologice se prezintă în afișaj abaterea de rectilinitate cu polaritatea respectivă.

Distanța de-a lungul căreia se poate efectua măsurarea, precum și rezoluția și precizia aparatului depinde de pasul rețelei de difracție (tab. 26.1).

*Tabelul 26.1*

**Caracteristicile interferometrelor pentru abateri de rectilinitate**

| Pasul rețelei [μm] | Frecvența rețelei [mm⁻¹] | Rezoluția [μm] | Unghiul de difracție [rad] | Distanța de măsurare [m] |
|---|---|---|---|---|
| 12 | 83,33 | 0,75 | 0,0527 | 2,25 |
| 24 | 41,66 | 1,5 | 0,0263 | 4,5 |
| 48 | 20,83 | 3 | 0,0132 | 9 |
| 96 | 10,416 | 6 | 0,066 | 18 |

De asemenea cu acest aparat se poate măsura şi abaterea de la planeitate sau de la o altă suprafaţă prescrisă prin explorarea corespunzătoare a suprafeţei executate.

Pentru aplicaţii industriale a fost realizat la Institutul de Fizica şi Tehnologia Aparatelor cu Radiaţii interferometrul cu laser He-Ne tip LINLAS-8 cu următoarele caracteristici:

— intervalul de măsurare al abaterilor de rectilinitate: $\pm 2$ mm;
— distanţa pe care se efectuează măsurarea: 9 m;
— eroarea de măsurare: $\pm 3$ μm.

### 26.1.3. MĂSURAREA DISTANŢELOR

Măsurarea distanţelor pînă la puncte îndepărtate sau inaccesibile se efectuează cu ajutorul telemetrelor care după principiul de funcţionare se clasifică în: telemetre optice, telemetre cu radar şi telemetre cu laser. Telemetrele cu laser sînt superioare atît în ceea ce priveşte distanţele măsurabile cît şi a preciziilor realizate deoarece semnalul este foarte puternic, monocromatic şi are un fascicul foarte fin.

Principiul de funcţionare al telemetrului cu laser este asemănător celui cu radar (fig. 26.6). Fasciculul generat de un laser cu rubin este dirijat către obiectiv şi reflectat de acesta. Fasciculul reflectat traversează un filtru optic cu bandă îngustă care permite separarea acestuia de radiaţia solară, ajunge la fotomultiplicator, este amplificat şi cade pe un generator de impulsuri. Convertorul de prelucrare determină distanţa după numărul de impulsuri corespunzător unui anumit interval de timp şi prezintă în afişaj valoarea distanţei. S-au realizat telemetre cu laser care măsoară distanţe pînă la 20 km cu o eroare de 50 cm, deci o precizie de $2{,}5\cdot 10^{-5}$.

De asemenea s-au realizat altimetre cu laser pentru echiparea avioanelor care permit măsurarea altitudinilor pînă la 2 000 m cu o eroare de 2 cm, deci o precizie de $10^{-5}$.

Au fost realizate telemetre specializate care permit separarea şi determinarea parametrilor traiectoriei navelor spaţiale cu precizii foarte mari. De exemplu, spre un satelit cu diametru de 60 cm şi o viteză de $2\cdot 10^4$ km/h s-au trimis impulsuri laser de $3\cdot 10^{-8}$ s şi s-a determinat distanţa de la pămînt la satelit de 1 517,99 km cu o eroare de 8 m, deci o precizie de $5\cdot 10^{-6}$.

Telemetrele cu laser şi-au găsit de asemenea multiple aplicaţii în domeniul militar şi se impun din ce în ce mai mult în măsurările de precizie a distanţelor mari şi foarte mari în spaţiul extraterestru.

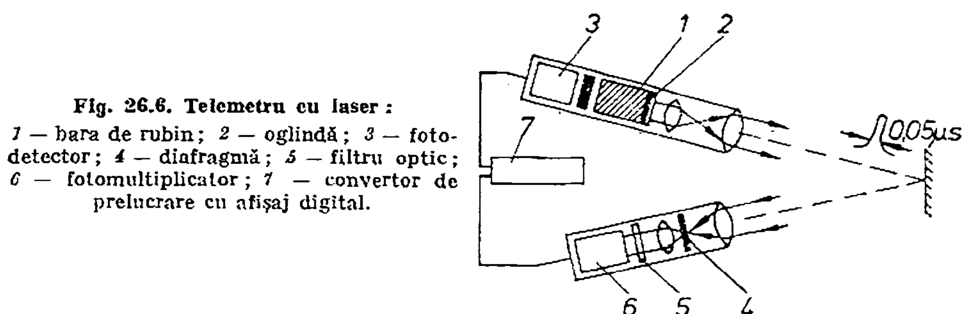



**Fig. 26.6. Telemetru cu laser:** 1 — bara de rubin; 2 — oglindă; 3 — fotodetector; 4 — diafragmă; 5 — filtru optic; 6 — fotomultiplicator; 7 — convertor de prelucrare cu afişaj digital.

### 26.1.4. MĂSURĂRI DE ALINIERE

În foarte multe domenii de activitate este nevoie ca prin operații de orientare, dirijare și ghidare să se asigure alinierea cu o anumită precizie, a mai multor puncte de-a lungul unei traiectorii rectilinii. Aceste operații se realizează prin utilizarea telescoapelor care permit realizarea unor precizii de pînă la $10^{-5}$ pe distanțe de pînă la 30 m.

Datorită proprietăților fasciculului laserului cu He-Ne, privind propagarea într-o singură direcție cu o rază foarte îngustă și dreaptă, foarte bună localizare în spațiu a petei luminoase de culoare roșie și contrastul în raport cu lumina ambiantă, s-a impus în prezent utilizarea instalațiilor cu He-Ne pentru realizarea și măsurarea alinierii, ceea ce a condus atît la creșterea preciziei pînă la $10^{-8}$, cît și a distanței pînă la 4 km.

Instalația pentru realizarea și măsurarea alinierii este formată dintr-un laser cu He-Ne de putere mică (1—3 mW), dispozitivul optic de colimare care permite obținerea unui fascicul foarte îngust, 1 mm...3 cm, pe distanțe pînă la 1 000 m, dispozitivele mecanice de poziționare a fasciculului laser împreună cu două sau mai multe mire cu diafragme centrale prin care trece fasciculul de laser pentru realizarea direcției prestabilite.

Metodele de aliniere sînt în general de două tipuri : fie ghidarea unui punct a cărei mișcare trebuie să se efectueze după o linie prestabilită care este materializată prin fasciculul emis de laser, fie alinierea a două sau mai multe puncte după o linie dreaptă prestabilită, linia de referință fiind fasciculul laserului.

În prima categorie sînt cuprinse : orientarea sau ghidarea mașinilor care execută excavarea de galerii pentru tunele de aducțiune la hidrocentrale, tunele de cale ferată sau metrou (fig. 26.7, *b*), a plugurilor pentru canalizare, a macaralelor plutitoare, a utilajelor pentru excavare etc.

Din a doua categorie fac parte : montarea unor componente ale unor mașini-unelte de foarte mare precizie, montarea șinelor glisante pentru marile poduri rulante (fig. 26.7, *c*), implantarea stîlpilor de rezistență ai halelor industriale mari (fig. 26.7, *d*), montarea conductelor magistrale de petrol (fig. 26.7,*e*) gaze, apă, canalizare, alinierea construcțiilor pe verticală (fig. 26.7,*f*) etc.

De exemplu, o largă utilizare a instalației de aliniere cu laser He-Ne o constituie alinierea operației de formare a galeriilor, fasciculul laser materializînd prin lumină o dreaptă paralelă cu axul galeriei. În cazul forării prin exploziv, echipa de minieri va distribui încărcăturile de exploziv astfel încît pata luminoasă să cadă tot timpul în aceeași poziție pe frontul de lucru (fig. 26.7, *a*). În cazul forării cu o mașină de forat orizontal în secțiune plină (pentru diametre de tunel de 3—8 m) înaintarea mașinii este condusă astfel încît petele date de fascicul să rămînă tot timpul în centrul crucilor reticulare de pe două panouri caroiate, din plexiglas (fig. 26.7, *b*). Se realizează astfel precizii de $10^{-4}$—$10^{-5}$ pe distanțe de pînă la 500 m.

Precizia de aliniere crește pînă la $10^{-6}$—$10^{-7}$ (în condiții speciale pînă $10^{-8}$) pe distanțe de pînă la 1 000 m, dacă se utilizează un dispozitiv de detecție format din 4 fotodectoare, două cîte două conectate în opoziție. Acest dispozitiv permite automatizarea operației de aliniere.

De asemenea s-au realizat instalații cu He-Ne care materializează prin lumină un plan de referință față de care să se poată executa nivelarea unor terenuri agricole, suprafețe de hale mari, construcții de aeroporturi etc., realizîndu-se precizii mai bune de $10^{-4}$ pe sute de metri.

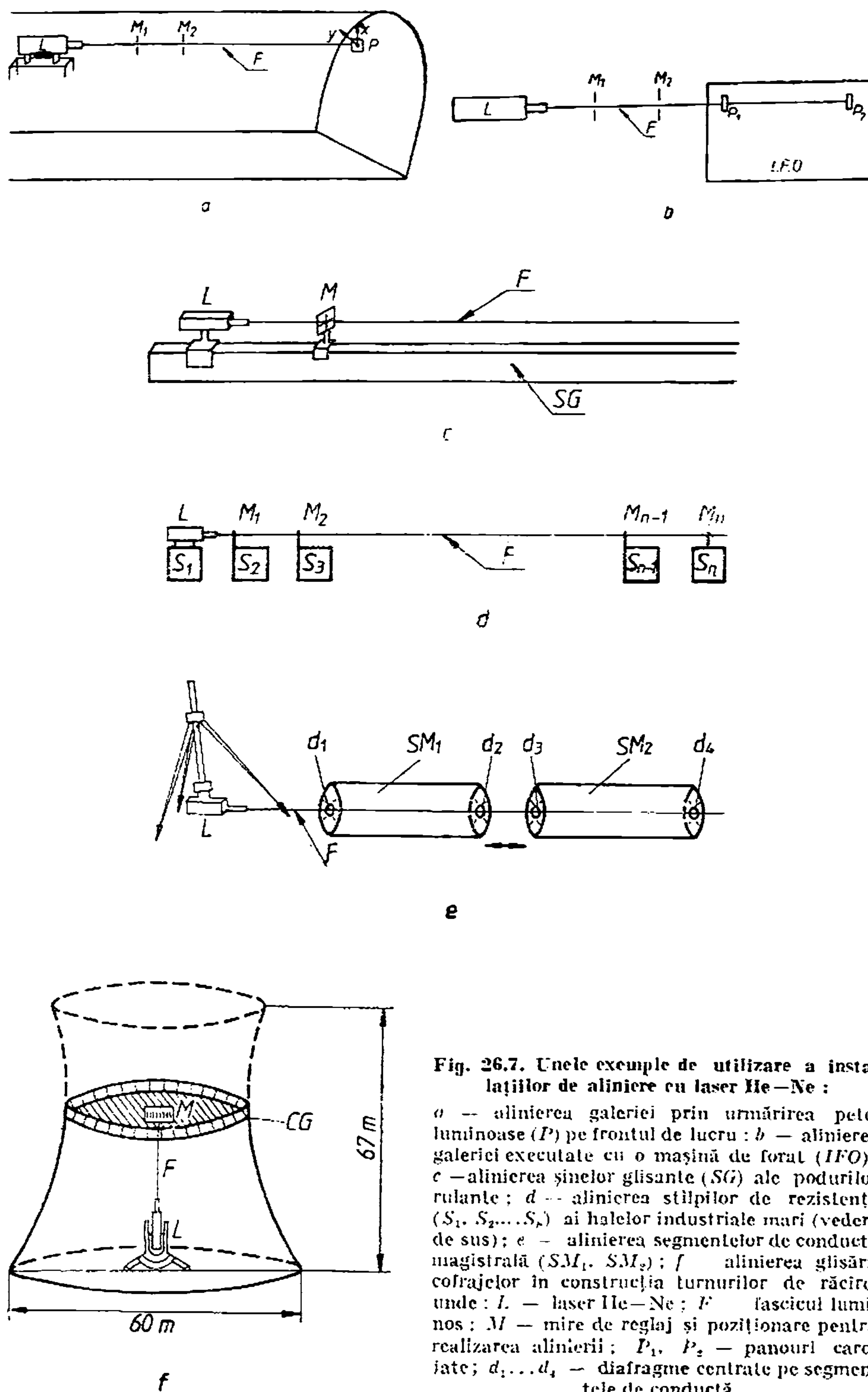



**Fig. 26.7. Unele exemple de utilizare a instalațiilor de aliniere cu laser He—Ne :**

*a* — alinierea galeriei prin urmărirea petei luminoase (*P*) pe frontul de lucru : *b* — alinierea galeriei executate cu o mașină de forat (*IFO*) ; *c* — alinierea șinelor glisante (*SG*) ale podurilor rulante ; *d* — alinierea stîlpilor de rezistență ($S_1$, $S_2$,...$S_k$) ai halelor industriale mari (vedere de sus) ; *e* — alinierea segmentelor de conductă magistrală ($SM_1$, $SM_2$) ; *f* — alinierea glisării cofrajelor în construcția turnurilor de răcire, unde : *L* — laser He—Ne ; *F* — fascicul luminos ; *M* — mire de reglaj și poziționare pentru realizarea alinierii ; $P_1$, $P_2$ — panouri careiate ; $d_1$...$d_4$ — diafragme centrate pe segmentele de conductă.

Asemenea aparate permit înclinarea planului de referință cu o precizie de pînă la $5 \cdot 10^{-5}$ radiani, adică la 10 secunde de arc, permițînd atît realizarea de suprafețe înclinate cît și măsurarea cu precizie a unghiurilor plane sau diedre.

## 26.2. MĂSURAREA GROSIMII

Aparatele care servesc la măsurarea grosimii benzilor și tablelor se numesc *grosimetre*. În funcție de traductorul utilizat grosimetrele electrice se clasifică în : *grosimetre micrometrice, grosimetre magnetice, grosimetre capacitive, grosimetre cu curenți turbionari, grosimetre cu radiații nucleare, grosimetre cu ultrasunete.*

### 26.2.1. GROSIMETRE MICROMETRICE

Acestea folosesc soluțiile prezentate pentru micrometrele inductive sau capacitive. Măsurarea se face în mod continuu, prin palpare mecanică pe ambele fețe ale materialului de măsurat, deci măsoară abateri de la grosimea prestabilită. Schemele electrice sînt aceleași și se utilizează grosimetre micrometrice inductive cu intervale de măsurare $\pm 50$ μm la laminoare și grosimetre micrometrice capacitive la fabricarea geamurilor.

### 26.2.2. GROSIMETRE MAGNETICE

Servesc la măsurarea grosimii tablelor feromagnetice. Sînt formate dintr-un circuit magnetic cu trei coloane, coloana din mijloc fiind din material magnetic dur iar restul circuitului din material feromagnetic. Pe coloana centrală este dispusă o bobină conectată la bornele unui fluxmetru. Magnetul este astfel dimensionat încît la aplicarea circuitului magnetic pe tabla din material feromagnetic de grosime $d$, materialul să fie saturat și rezultă o variație de flux.

$$\Delta\Phi = kB_s d. \qquad (26.10)$$

Variația de flux este proporțională cu grosimea și fluxmetrul este gradat în mm. Din cauza formei simple a aparatului și a timpului redus de măsurare acest grosimetru este indicat pentru verificarea rapidă a tablelor de fier de grosimi pînă la 4 mm, cu o precizie de 1%. Prin utilizarea traductoarelor Hall pentru măsurarea variațiilor de flux se extinde limita de măsurare pînă la 12 mm.

### 26.2.3. GROSIMETRE CAPACITIVE

Materialul a cărei grosime se măsoară se deplasează în interiorul unui traductor capacitiv plan astfel încît capacitatea echivalentă a traductorului este

$$C = \frac{\varepsilon_0 \cdot A}{\delta - \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r} d}, \qquad (26.11)$$

unde : $\varepsilon_0$ este permitivtiatea vidului ; $A$ — aria comună a electrozilor ; $\delta$ — distanța dintre electrozii traductorului ; $d$ — grosimea materialului ; $\varepsilon_r$ — per-

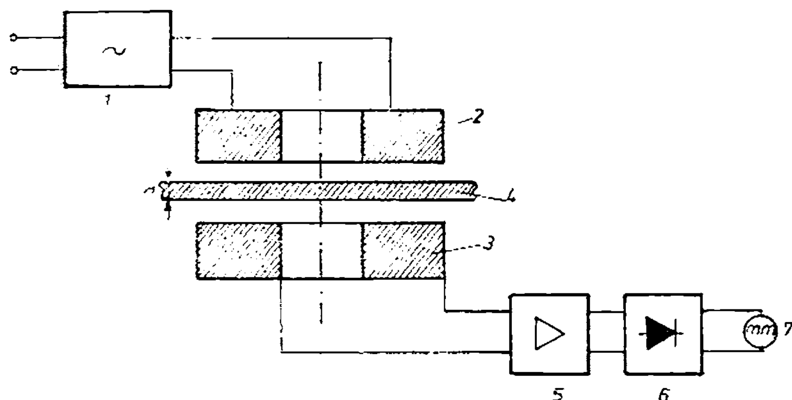



**Fig. 26.8. Grosimetru cu curenți turbionari :**
*1* — generator de înaltă frecvență ; *2* — bobina primară ; *3* — bobina secundară ; *4* — tabla a cărei grosime se măsoară ; *5* — amplificator ; *6* — redresor ; *7* — milivoltmetru magnetoelectric gradat în mm.

mitivitatea relativă a materialului. Grosimetrele capacitive se folosesc pentru măsurarea continuă a grosimii materialelor izolante, de exemplu : hîrtie ($\varepsilon_r = 2...2,5$), sticlă ($\varepsilon_r = 4...14$), mase plastice ($\varepsilon_r = 2...4$).

### 26.2.4. GROSIMETRE DE CURENȚI TURBIONARI

Aceste grosimetre se utilizează la măsurarea grosimii tablelor și foilor subțiri din materiale bune conductoare : cupru, aluminiu, zinc. În figura 26.8 tabla de măsurat *4* se găsește între bobinajele primar *2* și cel secundar *3* ale unui transformator cu aer, alimentat de un generator de înaltă frecvență *1*. Dacă între bobinele *2* și *3* se introduce tabla *4* fluxul alternativ va induce în materialul conductor curenți turbionari care provoacă o micșorare a tensiunii secundare induse. Se demonstrează că raportul dintre t.e.m. $U_e$ indusă în secundar în prezența tablei *4* și t.e.m. $U_{e0}$ indusă în absența tablei depinde de grosimea $d$, conductivitatea $\sigma$, permeabilitatea relativă $\mu_r$ a materialului și de distanța dintre bobine. Pentru o frecvență constantă se obține

$$\left|\frac{U_e}{U_{e0}}\right| = \frac{k}{\sigma d}. \tag{26.12}$$

După amplificare și redresare, tensiunea este aplicată unui milivoltmetru magnetoelectric care este gradat în mm.

### 26.2.5. GROSIMETRE CU RADIAȚII NUCLEARE

Grosimetrele cu radiații nucleare permit măsurarea continuă și fără contact mecanic a grosimii tablelor sau foilor. Grosimetrul cu radiații nucleare atenuate (fig. 26.9, *a*) are la baza funcționării sale legea atenuării fasciculului de radiații la trecerea prin substanță :

$$I = I_0 e^{-\mu\rho d}, \tag{26.13}$$

unde : $I_0$ este intensitatea fasciculului de radiații la intrarea în substanță ; $I$ — intensitatea fasciculului la ieșire ; $\mu$ — coeficient de absorbție care de-

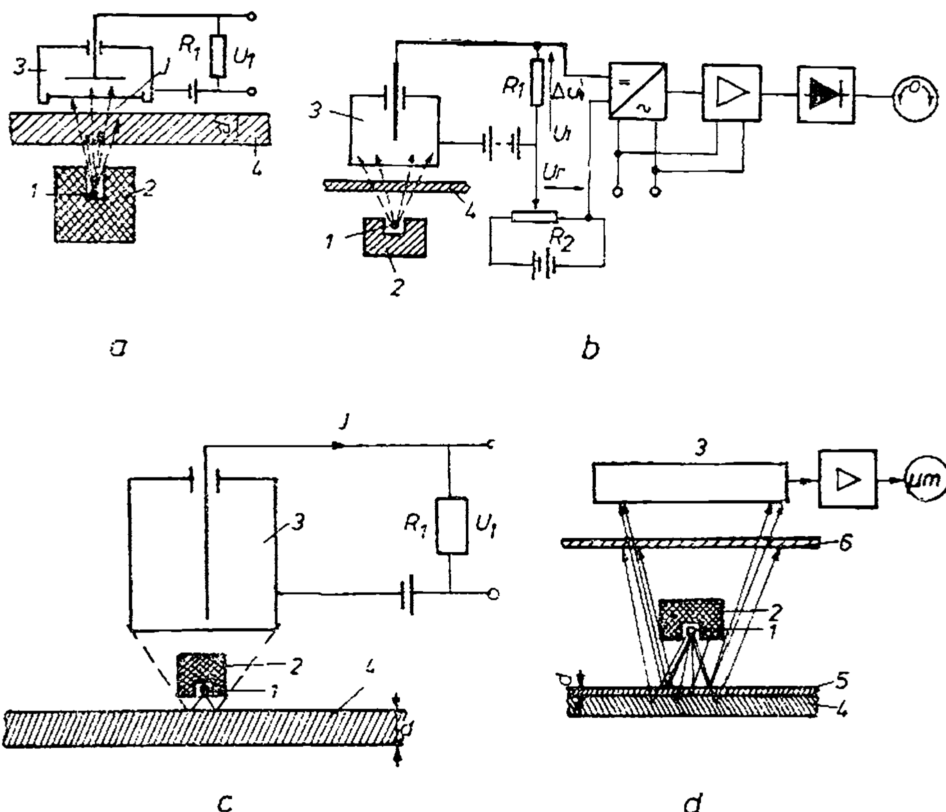



**Fig. 26.9. Grosimetre cu radiații nucleare :**

*a* — grosimetru cu radiații nucleare atenuate ; *b* — grosimetru pentru abateri de grosime ; *c* — grosimetru cu radiații retrodifuzate ; *d* — grosimetru pentru grosimea straturilor depuse, unde : *1* — sursă de radiații ; *2* — container ; *3* — cameră de ionizare ; *4* — tabla a cărei grosime se măsoară ; *5* — strat a cărui grosime se măsoară ; *6* — filtru selectiv.

pinde de natura radiației ; $\rho$ — densitatea substanței ; $d$ — lungimea drumului prin substanță.

Sursa de radiații poate fi un preparat radioactiv $\beta$, $\gamma$ sau un tub Roentgen. Tabla a cărei grosime se măsoară trece între sursa de radiații (*1*) și camera de ionizare (*3*) pe care cade fasciculul atenuat de intensitate $I$ dînd naștere curentului de ionizare $I_i$. Căderea de tensiune $U_1$ la bornele rezistenței $R_1$ are o valoare dependentă de grosimea $d$ a tablei. În figura 26.9, *b* se culege o tensiune de referință $U_r$ care are valoarea pe care trebuie să o aibă căderea de tensiune $U_1$ cînd materialul are o grosime prestabilită și orice abatere conduce la apariția tensiunii $\Delta U = U_1 - U_r$ care reprezintă abaterea de la grosimea prestabilită.

Grosimetrele cu radiații atenuate se utilizează la măsurarea benzilor, foilor și tablelor laminate (de ex. oțel cu $d = 5\ldots85$ mm), la fabricarea hîrtiei și a materialelor plastice etc. cu precizii între $0{,}1\ldots1\%$ din limita superioară a intervalului de măsurare.

În cazul grosimetrului cu radiații retrodifuzate (fig. 29.9, *c*) sursa *1* și camera de ionizare *3* se găsesc de aceeași parte a benzii *4* căreia i se măsoară

grosimea. Sursa de radiații este astfel ecranată încît în camera de ionizare nu pot pătrunde decît radiațiile reflectate. Intensitatea radiației retrodifuzate crește odată cu grosimea pînă la o valoare limită determinată de jumătatea adîncimii de pătrundere a radiației în materialul respectiv. Deci și în acest caz curentul din camera de ionizare are valoare dependentă de grosimea benzii.

Deoarece grosimetrele cu radiații nucleare nu necesită un contact mecanic cu materialul a cărei grosime se măsoară ele sînt indicate în special în cazul materialelor subțiri, sensibile și la temperaturi ridicate. Precizia măsurării este influențată de variația densității materialului precum și de prezența impurităților pe suprafața lui.

Grosimetrele cu ultrasunete servesc la măsurarea grosimii pereților cazanelor, vapoarelor, rezervoarelor și țevilor, putîndu-se stabili în același timp și prezența unor defecte interne. Ele nu sînt indicate pentru măsurarea continuă a grosimii benzilor.

Pentru măsurarea grosimii unui strat depus pe un material pentru a-l proteja se pot folosi radiațiile nucleare retrodifuzate. În figura 26.9, *d* se măsoară grosimea unui strat de zinc depus pe o piesă din oțel. În acest caz în calea radiațiilor retrodifuzate este plasat filtrul selectiv *6* care lasă să treacă spre camera de ionizare numai radiația retrodifuzată dată de stratul de zinc. Măsurarea grosimii stratului depus este nedistructivă.

## 26.3. MĂSURAREA NIVELULUI

Aparatele utilizate pentru măsurarea nivelului se numesc *nivelmetre*. În funcție de traductorul utilizat nivelmetrele electrice se clasifică în : *nivelmetre cu plutitor și traductor rezistiv* sau inductiv, *nivelmetre cu cîntărire*, *nivelmetre cu ultrasunete*, *nivelmetre cu radiații nucleare*.

### 26.3.1. NIVELMETRE CU PLUTITOR ȘI TRADUCTOR INDUCTIV

Nivelmetrele cu plutitor sînt utilizate la măsurarea nivelelor lichidelor din recipiente și prin completarea lor cu un traductor electric se poate transmite la distanță informația de măsurare.

În cazul nivelmetrului cu plutitor și traductor inductiv (fig. 26.10, *a*) plutitorul de masă $m_A$ urmărește nivelul lichidului și fiind cufundat pe distanța $h_A$ este împins de jos în sus de o forță

$$F_z = F_A(h_A) - m_A g, \tag{26.14}$$

unde $F_A(h_A)$ este forța arhimedică. Solidar cu plutitorul se află miezul mobil al traductorului inductiv care este împins de sus în jos, de un resort cu o forță

$$F_r = kh', \tag{26.15}$$

unde $k$ este constanta de elasticitate a resortului, $h'$ — lungimea de pătrundere a miezului mobil în bobină. Alegîndu-se corespunzător parametrii ce intervin în aceste relații precum și o distribuție neuniformă a spirelor bobinei traductorului se realizează relația

$$L = ch, \tag{26.16}$$

unde $L$ este inductanța traductorului.

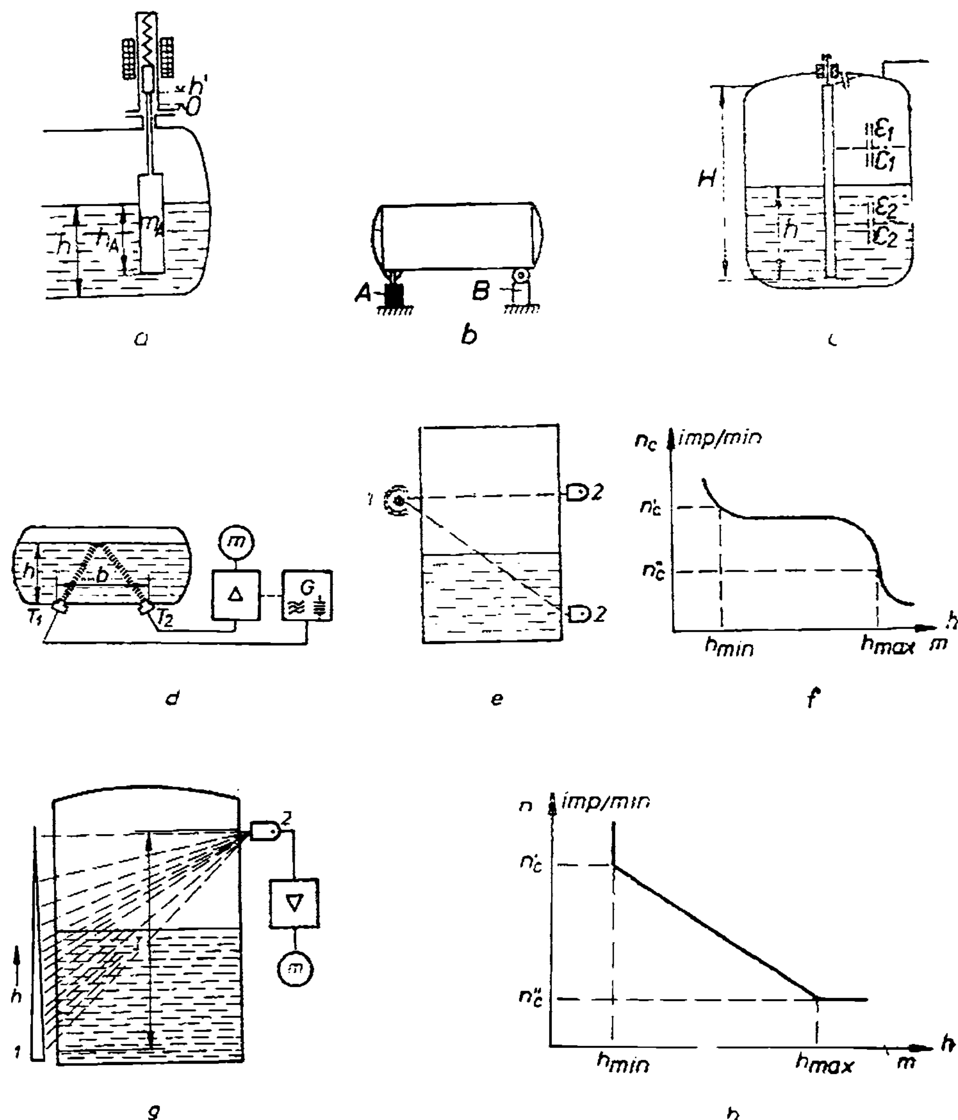



**Fig. 26.10. Nivelmetre analogice :**
*a* — nivelmetru cu plutitor și traductor inductiv ; *b* — nivelmetru cu cîntărire ; *c* — nivelmetru capacitiv ; *d* — nivelmetru cu ultrasunete ; *e* — nivelmetru cu radiații nucleare pentru două nivele ; *f* — caracteristica de conversie pentru 26.10. *e* ; *g* — nivelmetru cu radiații nucleare liniar ; *h* — caracteristica de conversie pentru 26.10. *g*.

Acest nivelmetru poate fi utilizat și la măsurarea nivelului în recipiente aflate sub presiune deoarece se poate realiza etanșarea cilindrului în care se deplasează miezul mobil iar bobina traductorului este în exteriorul lui.

Nivelmetrele cu plutitor și traductor inductiv se utilizează pentru măsurarea nivelelor pînă la 6 m, cu o precizie de 1,5%.

### 26.3.2. NIVELMETRE CU CÎNTĂRIRE

Recipientul se sprijină pe o doză dinamometrică $A$ ce permite măsurarea masei și pe o articulație $B$ (fig. 26.10, $b$). Nivelul se obține prin determinarea masei $m$ a substanței aflate în interior dacă se scade masa recipientului $m_0$ din masa totală $m_t$ măsurată la un moment dat

$$m = m_t - m_0.$$

Nivelmetrul cu cîntărire permite măsurarea nivelelor pentru recipiente de masă totală pînă la 100 t, pentru orice substanțe aflate în recipient și cu precizii de 2%. Se pot obține precizii și mai mari în funcție de metoda utilizată pentru măsurarea masei.

### 26.3.3. NIVELMETRE CAPACITIVE

Nivelmetrele capacitive folosesc pentru convertirea nivelului dintr-un recipient într-o variație de capacitate, traductorul capacitiv format din peretele recipientului și un electrod introdus în el (fig. 26.10, $c$). Deoarece toate lichidele sau substanțele pulverulente care se pot afla în recipient au permitivitatea relativă mai mare ca aerul, capacitatea acestui condensator crește cu înălțimea de umplere. În funcție de forma și dimensiunile recipientului, electrodul central este sub formă de bară sau tub neizolat dacă substanța din rezervor este necorosivă și izolantă electric. În caz contrar electrodul central se izolează cu sticlă sau polietilenă. Dacă în recipient se introduc două substanțe de permitivități $\varepsilon_1$, $\varepsilon_2$ atunci schema electrică este reprezentată de două condensatoare de capacitate $C_1$ și $C_2$ conectate în paralel iar capacitatea echivalentă este

$$C = C_0 + \Delta C \text{ unde } C_0 = \frac{2\pi\varepsilon_1 H}{\ln\frac{D}{d}};\ \Delta C = \frac{2\pi(\varepsilon_2 - \varepsilon_1)}{\ln\frac{D}{d}} h. \qquad (26.17)$$

unde : $C_0$ este capacitatea recipientului pentru $h = 0$ ; $\Delta C$ — variația capacității pentru un anumit nivel $h$ ; $D$ — diametrul interior al recipientului : $d$ — diametrul exterior al electrodului central.

Nivelmetrele capacitive sînt utilizate la măsurarea nivelului unei singure substanțe, deci $\varepsilon_1 = \varepsilon_0$ ; $\varepsilon_2 = \varepsilon_r\varepsilon_0$ avînd $\varepsilon_r \gg 1$ sau la măsurarea nivelului dintre două substanțe cu $\varepsilon_1 \neq \varepsilon_2$.

Traductorul capacitiv este conectat în brațul unei punți de curent alternativ utilizată în regim neechilibrat, alimentată cu o tensiune de 100 kHz, tensiunea de dezechilibru este amplificată, redresată și măsurată analogic cu un instrument magnetoelectric. Elementele punții se reglează ca pentru $h = 0$ ; $C = C_0$ deviația să fie $\alpha = 0$ iar pentru $h = h_{max}$ să corespundă $\alpha = \alpha_{max}$.

Se măsoară nivele pînă la 3 m cu o precizie de 2...3%.

### 26.3.4. NIVELMETRE CU ULTRASUNETE

Nivelmetrele cu ultrasunete nu necesită un contact nemijlocit cu nivelul lichidului ce se măsoară întreaga instalație de măsurare fiind în exteriorul recipientului (fig. 26.10, $d$). Funcționarea lor se bazează pe măsurarea intervalului de timp $\Delta t$ necesar ca impulsul de ultrasunete generat de traductorul

piezoelectric $T_1$ să se propage pînă la suprafața lichidului fiind reflectat și să se propage pînă la al doilea traductor piezoelectric $T_2$ care generează un impuls electric :

$$\Delta t = \frac{\sqrt{4h^2 + b^2}}{v}. \qquad (26.18)$$

unde : $h$ este nivelul ce se măsoară ; $b$ — distanța dintre cele două traductoare $T_1$, $T_2$ ; $v$ — viteza ultrasunetelor în lichidul respectiv (de exemplu pentru apă $v = 1{,}4$ kms$^{-1}$).

Se măsoară nivele pînă la 30 m cu o precizie de 1...3%, frecvența ultrasunetelor 50 kHz...50 MHz, durata impulsului 2...5 μs repetat cu frecvența de 50 Hz.

Sînt utilizate la măsurarea nivelului lichidelor în condiții speciale, de exemplu în recipientele unor nave maritime sau în recipientele cu materiale topite.

### 26.3.5. NIVELMETRE CU RADIAȚII NUCLEARE

Nivelmetrele cu radiații nucleare folosesc pe una din laturile verticale ale recipientului una sau mai multe surse de radiații γ iar pe cealaltă latură, diametral opusă, unul sau mai multe contoare Geiger. În figura 26.10, e, se află o sursă de radiații și două contoare fixate la înălțimea maximă și înălțimea minimă. Cînd nivelul din recipient este $h_{min}$ pe ambele detectoare de radiații ca fascicule neatenuate și rezultă $n'_c$ impulsuri pe minut, iar pentru $h_{max}$ fasciculele sînt atenuate și rezultă $n''_c$ unde $n''_c < n'_c$. Asemenea soluții se numesc *relee de radiații* și ele sînt folosite atît pentru semnalizarea atingerii nivelelor minim și maxim din rezervoare cît și pentru comanda punerii în funcțiune a dispozitivelor de umplere a rezervoarelor sau de oprire a lor.

Pentru a se obține o informație continuă a nivelului, în figura 26.10, g se prevede o sursă de radiații în formă de bară de activitate neuniformă pe verticală, calculată astfel încît caracteristica de conversie $n_c = f(h)$ este liniară (fig. 26.10, h) și instrumentul de ieșire poate fi gradat direct în unități de lungime.

### 26.3.6. NIVELMETRE CU URMĂRIRE CONTINUĂ

Pentru rezervoarele de înălțimi mari și cu lichide foarte corosive, inflamabile sau sub presiuni mari se utilizează nivelmetre care urmăresc continuu nivelul din rezervor, ceea ce înseamnă că axul fasciculului de radiații delimitat de sursa și detectorul de radiații este deplasat continuu astfel încît să se afle în suprafața delimitată de nivel. O asemenea soluție este prezentată în figura 26.11 unde sursa de radiații *1* și detectorul de radiații *5* se află fixate pe o structură mecanică ce se poate deplasa pe două coloane verticale la intrarea în funcțiune a motorului de acționare *2* cînd releul

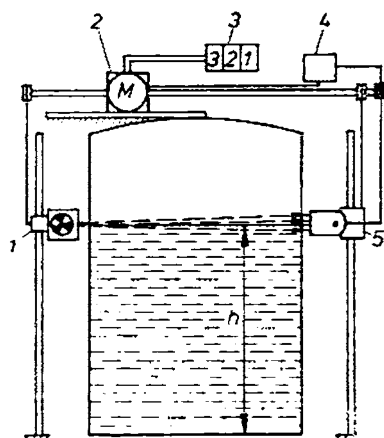


**Fig. 26.11.** Nivelmetru cu urmărire continuă a nivelului.

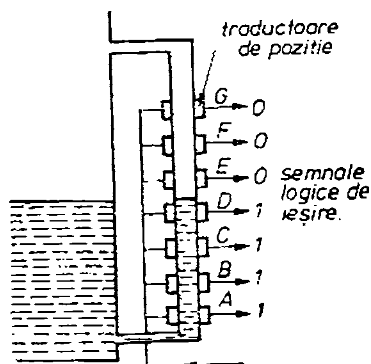



Fig. 26.12. Nivelmetru digital.

de radiații 4 constată că nivelul din rezervor a depășit fasciculul de radiații într-un sens sau altul. Informația este transmisă de obicei la distanță și la pupitrul de supraveghere valoarea nivelului este indicată digital în afișajul 3.

### 26.3.7. NIVELMETRE DIGITALE

Traductoarele utilizate pentru convertirea nivelului într-o mărime electrică, în cazul nivelmetrelor electrice prezentate, sînt traductoare analogice. Soluția pentru realizarea nivelmetrelor digitale se obține prin distribuirea pe verticală a mai multor traductoare de poziție (fig. 26.12) acordîndu-se fiecărui traductor nivelul logic „1" sau „0" după un anumit cod. De exemplu, în figura 26.12 se prevăd 7 traductoare dispuse pe verticală, schemă care permite convertirea digitală a nivelului după un anumit cod, în numere cu trei biți, după cum urmează : $h_A = 001$ ; $h_B = 010$ ; $h_C = 011$ etc.

Asemenea soluție a fost folosită la unele nave cu propulsie nucleară folosind pentru măsurarea nivelelor din rezervoare nivelmetre digitale cu ultrasunete prevăzute cu traductoare piezoelectrice care generează impulsuri de frecvență 3 MHz și de durată 2 μs repetate cu frecvența de 60 Hz.

O aceeași schemă cu traductoare inductive dispuse pe verticală a permis măsurarea interfeței dintre apă și uleiul uzat în rezervoarele de pe submarine sau cu traductoare capacitive pentru măsurarea nivelelor materialelor granulare din rezervoare.

Transmiterea informației de măsurare și obținerea valorii nivelului se face cu mare precizie, singura problemă fiind că rezoluția este determinată de numărul de traductoare de poziție utilizate pe verticală.

## 26.4. MĂSURAREA TENSIUNILOR, FORȚELOR, PRESIUNILOR

### 26.4.1. MĂSURAREA TENSIUNILOR MECANICE

Determinarea experimentală a tensiunilor (eforturile unitare de alungire sau comprimare) în diversele zone ale elementelor de construcție, organelor de mașini etc. se realizează prin utilizarea traductoarelor tensometrice rezistive — par. 16.2.4. Pentru realizarea unei sensibilități maxime și pentru compensarea erorilor de temperatură se utilizează puntea cu 4 traductoare (fig. 16.7). În cazul unor solicitări combinate se utilizează puntea cu un traductor activ și un traductor pasiv plasate în același cîmp de temperatură.

Alimentarea punților tensometrice se poate face cu tensiune continuă sau alternativă. Deoarece tensiunea de dezechilibru a punții este mică este necesară amplificarea ei. Realizarea unui amplificator de c.c. cu derivă mică de zero se face cu dificultăți și de aceea punțile tensometrice sînt alimentate în alternativ. În plus se elimină tensiunile termoelectrice care apar la punctele de contact între metale diferite.

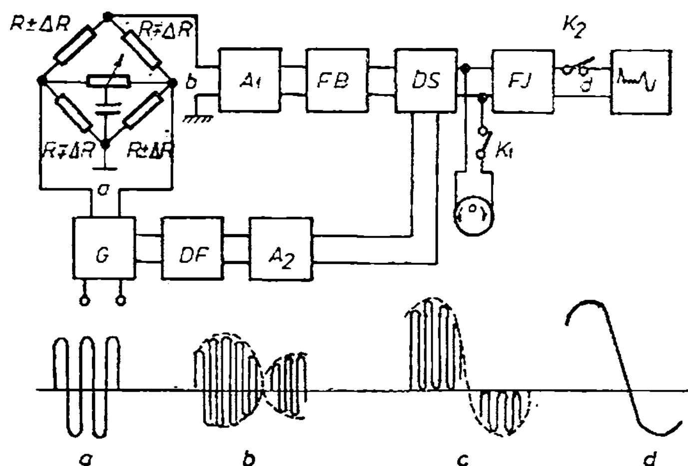



Fig. 26.13. Schema funcţională a punţii tensometrice alimentată în alternativ.

Deşi puntea este formată numai din rezistenţe, sînt prezente atît capacităţile traductoarelor cît şi a conductoarelor de legătură şi de aceea se introduce un reglaj pentru echilibrare reactivă format dintr-un condensator fix şi un potenţiometru reglabil conectat în diagonala de alimentare. În figura 26.13 se prezintă schema funcţională a unei punţi tensometrice cu 4 traductoare active alimentată în alternativ. Generatorul *G* generează o tensiune de alimentare de amplitudine constantă şi frecvenţă constantă 0,5...5 kHz. Dacă tensiunile mecanice dezechilibrează puntea — care era iniţial echilibrată — apare la ieşirea punţii o tensiune de frecvenţă constantă modulată în amplitudine (curba *b*) care este amplificată de amplificatorul $A_1$, filtrată de filtrul trece bandă *FB* care elimină armonicile diferite de frecvenţa purtătoare şi aplicată la intrarea detectorului sensibil la fază *DS*. *DS* este comandat de semnalul pilot cules de la *G* şi cu ajutorul dispozitivului de defazare *DF* se realizează aducerea în fază sau antifază a semnalului cu tensiunea ce se aplică la intrarea lui *DS*.

Pentru măsurări statice se închide întreruptorul $k_1$ şi instrumentul magnetoelectric urmăreşte variaţia semnalului redresat (curba *C*) iar pentru măsurări dinamice se închide întreruptorul $k_2$ şi semnalul electric se aplică la intrarea filtrului trece jos *FJ* care elimină purtătoarea şi lasă numai înfăşurătoarea (curba *d*) care este vizualizată pe oscilograful electromecanic sau electric.

Preciziile de măsurare sînt de 1...3%.

### 26.4.2. MĂSURAREA FORŢELOR

Pentru măsurarea forţelor se realizează convertoare de măsurare sub formă de capsule (capsule dinamometrice) care se montează în serie cu corpul de măsurat şi trebuie să suporte întreaga forţă, prezentînd în acelaşi timp o variaţie de lungime cît mai mică. În funcţie de traductoarele folosite capsulele dinamometrice pot fi: rezistive, capacitive, inductive, magnetoelastice, piezoelectrice.

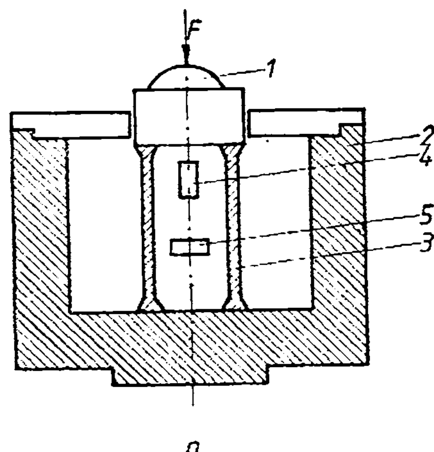
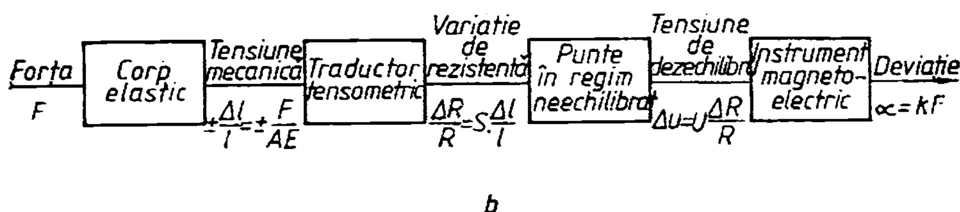



Fig. 26.14. Măsurarea forțelor:
*a* — capsulă dinamometrică: *1* — suprafața de presiune: *2* — carcasă: *3* corp elastic: *4*, *5* — traductoare tensometrice rezistive; *b* — schema funcțională pentru măsurarea forței.




De exemplu, capsula dinamometrică realizată cu traductoare tensometrice (fig. 26.14, *a*) prezintă un corp elastic (*3*) pe suprafața căruia sînt aplicate patru traductoare tensometrice, două în direcție verticală (*4*), adică în direcția forței și ele vor fi comprimate și două în direcția orizontală (*5*) și ele vor fi întinse. Dilatarea sau comprimarea la care este supus acest corp este convertită de traductoare în variații de rezistență $\pm\Delta R$ iar aceste variații sînt convertite în tensiune electrică prin intermediul unei punți în regim neechilibrat. În cazul alimentării în c.c se obține schema funcțională din figura 26.14, *a* care evidențiază că deviația instrumentului magnetoelectric este proporțională cu forța măsurată iar mărimile de influență ce pot afecta precizia măsurării sînt: modulul de elasticitate $E$ al materialului din care este executat corpul elastic și tensiunea de alimentare a punții.

Frecventă este însă alimentarea în alternativ și în acest caz se realizează schema electrică din figura 26.13.

Capsulele dinamometrice se realizează atît pentru măsurarea forțelor mici ($0-10^4$ N) cît și pentru forțe de valori mari ($10^4-2\cdot10^7$ N) precizia măsurării fiind de $1\%$ dacă puntea este folosită în regim neechilibrat (metoda deviației) și de $0{,}2\%$ dacă puntea este utilizată în regim echilibrat (metoda de zero).

Ordinul de mărime al capsulei este $\Phi 85\times 120$ mm pentru un interval de măsurare de $10^5$ N.

Capsulele cu traductoare tensometrice sînt utilizabile atît pentru măsurări statice cît și dinamice. Capsulele dinamometrice cu traductoare piezoelectrice sînt foarte utilizate pentru măsurări dinamice.

Este de menționat că măsurarea maselor se face tot cu ajutorul capsulelor dinamometrice de tipul celor menționate și problema măsurării maselor se reduce la cea a măsurării forței.

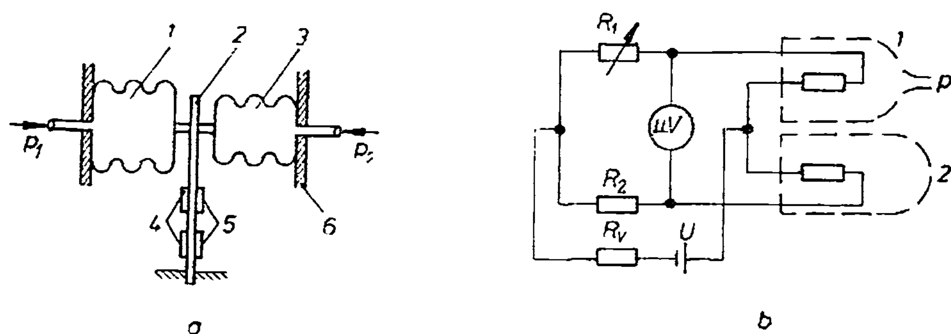
Măsurarea presiunilor se realizează pentru presiuni mici, medii şi mari cu ajutorul manometrelor şi pentru presiuni foarte mici (vid) cu ajutorul vacuumetrelor.

Pentru măsurarea presiunilor medii şi mari capsulele manometrice se realizează pe acelaşi principiu ca şi capsulele dinamometrice cu deosebirea că elementul sensibil la presiune constă dintr-un tub închis la un capăt al cărui interior este în legătură cu lichidul sau gazul a cărui presiune se măsoară. Tubul este realizat din oţel inoxidabil şi la unele tipuri din bronz fosforos. Pe suprafaţa exterioară a tubului sînt fixate 4 traductoare tensometrice, două în direcţie axială şi două în direcţie perpendiculară pe ea. Cele patru traductoare sînt conectate într-o schemă de punte alimentată în alternativ. Carcasa capsulei manometrice este executată din alamă sau oţel, este închisă ermetic şi vidată, de aceea aceste capsule servesc la măsurarea presiunilor absolute pentru intervale 7—7 000 at.

Pentru măsurarea diferenţelor de presiune mici, se utilizează (fig. 26.15, *a*) doi cilindri gofraţi în care pătrund fluidele de presiune $p_1$ respectiv $p_2$. În funcţie de diferenţa de presiune $\Delta p = p_1 - p_2$ lama elastică este încovoiată într-un sens ceea ce conduce la alungirea, respectiv comprimarea a cîte două traductoare tensometrice ; ele fiind conectate într-o punte rezultă că tensiunea de dezechilibru este proporţională cu $\Delta p$.

În cazul în care se utilizează un singur cilindru gofrat iar carcasa este vidată se măsoară presiuni mici absolute.

Capsulele manometrice se realizează pentru măsurarea presiunilor în intervale de măsurare 1 . . .7 at, iar cele pentru diferenţe de presiune de 1 . . .4 at, cu precizii de 0,2%.



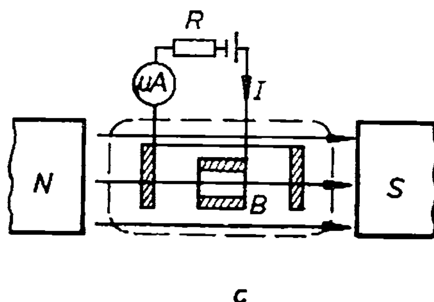




**Fig. 26.15. Măsurarea presiunilor :**
*a* — capsulă manometrică pentru diferenţe de presiuni mici ; *1, 3* — cilindrii gofraţi ; *2* — lamă elastică ; *4, 5* — traductoare tensometrice rezistive ; *6* — suprafeţe de fixare ; *b* — vacuumetru termic ; *1* — termorezistenţă pentru măsurarea presiunii ; *2* — termorezistenţă pentru compensarea variaţiei temperaturii mediului ambiant ; *c* — vacuumetru cu ionizare şi cîmp magnetic.

Pentru măsurarea presiunilor foarte mari nu se mai pot utiliza capsule manometrice cu elemente elastice și se folosesc capsule manometrice cu traductoare piezorezistive măsurîndu-se pînă la 100 000 at. (cap. 16.2.6).

Pentru măsurarea presiunilor foarte mici (presiunea vidului) se realizează vacuumetre bazate pe măsurarea modificărilor produse de presiune asupra termoconductivității sau ionizării gazelor.

Vacuumetrele termice se bazează pe modificarea termoconductivității gazelor la presiuni foarte scăzute. Pentru presiuni de ordinul atmosferei termoconductivitatea unui gaz nu depinde aproape deloc de densitatea gazului, lungimea parcursului mediu este foarte mică (pentru azot, la o atmosferă, este $9,6\cdot 10^{-3}$ mm) și transferul de căldură prin conductibilitate se realizează prin ciocnirile succesive ale moleculelor. Pentru presiuni reduse parcursul liber mediu al moleculelor de gaz crește (pentru azot, la 0,001 torr, este 93 mm) și ajunge de același ordin de mărime cu distanța dintre firul termorezistiv și pereții incintei vidate și termoconductivitatea începe să depindă de presiune. Prin aceasta rezultă că temperatura de regim a firului rezistiv care este încălzit cu un curent constant este o funcție liniară de presiune, și deci variația acestei rezistențe $\Delta R$ este o funcție liniară de presiune. Schema electrică (fig. 26.15, *b*) cuprinde termorezistența 1 care este și conductor de încălzire (Pt sau Ni) amplasată în incinta unde se măsoară vidul și conectată într-o punte simplă. Puntea este alimentată printr-o rezistență $R_r$ de valoare mare pentru a se realiza sursa de curent constant. Cu vacuumetrul termic se măsoară presiuni între 1 —$10^{-4}$ torr.

Vacuumetrele cu ionizare pot fi cu catod cald sau cu catod rece și cîmp magnetic. Vacuumetrul cu ionizare și cîmp magnetic (fig. 26.15, *c*) cuprinde un anod tubular dispus între două plăci plane care reprezintă catodul, tot ansamblul fiind plasat în cîmpul magnetic *B* generat de un magnet permanent. Electronii emiși de catod se deplasează pe traiectorii elicoidale, spațiul parcurs crește și probabilitatea de ciocnire cu moleculele gazului crește. În traiectoria lor către anod electronii ionizează un număr de molecule proporțional cu presiunea gazului și curentului I este proporțional cu presiunea ; de aceea microampermetrul este gradat direct în unități de presiune. Cu vacuumetrele cu ionizare se măsoară presiuni în intervalul $10^{-3}$—$10^{-12}$ torr.

## 26.5. MĂSURAREA MOMENTULUI DE TORSIUNE ȘI A PUTERII MECANICE

### 26.5.1. TORSIOMETRE CU TRADUCTOARE TENSOMETRICE REZISTIVE

Aparatele și instalațiile care permit măsurarea momentelor de torsiune se numesc *torsiometre*. În cazul transmiterii mecanice a forțelor apare în arborele care se rotește un moment de torsiune. Două secțiuni ale arborelui situate la distanța $l$ una de alta sînt răsucite și prin aceasta formează între ele un unghi $\psi$ (fig. 26.16, *a*). În limitele elasticității între unghiul $\psi$ și momentul de torsiune $M$ există relația

$$M = \frac{GJ_p}{l}\psi, \tag{26.19}$$

unde $G$ este modulul de elasticitate și $J_p$ — momentul de inerție polar al secțiunii arborelui.

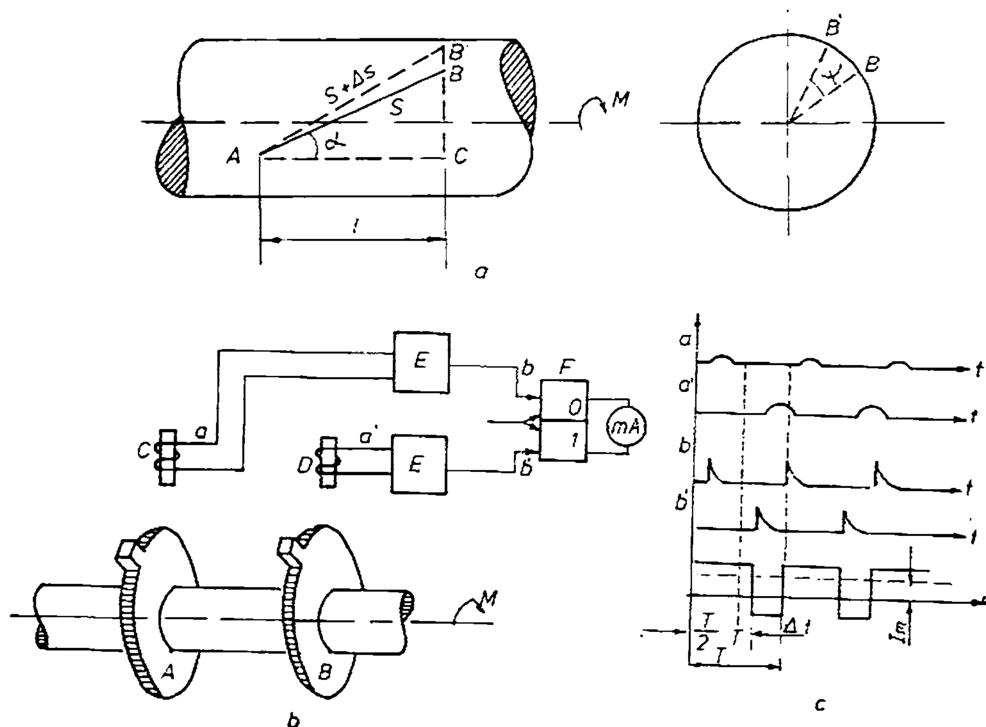



**Fig. 26.16. Torsiometre electrice :**
*a* — utilizarea traductoarelor tensometrice rezistive ; *b* — utilizarea traductoarelor inductive ; *c* — diagrama impulsurilor pentru cazul *b*.

Măsurarea electrică a momentului de torsiune se realizează prin măsurarea electrică a unghiului $\psi$. Cele mai răspîndite procedee de măsurare sînt acelea la care se măsoară unghiul $\psi$ cu ajutorul traductoarelor tensometrice rezistive sau cu ajutorul traductoarelor inductive.

Pentru a realiza funcționarea torsiometrului cu traductor tensometric rezistiv se consideră în figura 26.16, *a* un traductor tensometric rezistiv $AB$ de lungime $s$ lipit de arbore cu un unghi $\alpha$, capetele lui fiind situate în două plane paralele situate la distanța $l$. Prin rotirea arborelui rezultă o rotire a celor două suprafețe și considerînd rotirea relativă a unei suprafețe față de cealaltă, punctul $A$ este fix, $B$ se deplasează în $B'$ iar traductorul tensometric rezistiv ocupă poziția $AB'$, alungindu-se de la $s$ la $s + \Delta s$. Din triunghiul $ABB'$ se obține

$$(s + \Delta s)^2 = s^2 + r^2\psi^2 - 2\,sr\psi \cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right)$$

$$2\,s\Delta s + \Delta s^2 = r^2\psi^2 + 2\,sr\psi \sin \alpha. \qquad (26.20)$$

Deoarece alungirea $\Delta s$ și unghiul de torsiune $\psi$ sînt cu cîteva ordine de mărime mai mici decît celelalte mărimi, ridicate la puterea a doua devin neglijabile :

$$\Delta s = r\psi \sin \alpha \qquad (26.21)$$

și folosind ec. (26.19) se obține:

$$\varepsilon = \frac{\Delta s}{s} = \frac{Mlr}{GJ_p s} \sin \alpha. \qquad (26.22)$$

Făcînd înlocuirile $l = s \cos \alpha$ și $J_p = W_p r$, unde $W_p$ este modulul de inerție polar al arborelui, se obține

$$\varepsilon = \frac{M}{2GW_p} \sin 2\alpha. \qquad (26.23)$$

Pentru a se folosi o punte cu patru traductoare se introduce condiția $\sin 2\alpha = \pm 1$ și rezultă că traductoarele dispuse la $\alpha_1 = 45°$ și $\alpha_3 = 225°$ vor fi alungite, deci o variație $+\Delta R$, iar traductoarele dispuse la unghiurile $\alpha_2 = 135°$ și $\alpha_4 = 315°$ vor fi comprimate, deci o variație $-\Delta R$.

Deoarece traductoarele sînt fixate de arbore care se rotește, legătura cu sursa de alimentare și aparatul de măsurare se face prin inele de contact. Dacă puntea este alimentată cu o tensiune continuă $U$, tensiunea de dezechilibru este

$$\Delta U = U \frac{\Delta R}{R} = US\varepsilon = \frac{MS}{2GW_p} U, \qquad (26.24)$$

unde $S$ este sensibilitatea traductorului tensometric rezistiv și deci

$$\Delta U = kM. \qquad (26.25)$$

Scara gradată a instrumentului conectat în diagonala de măsurare poate fi gradată în unități de moment de torsiune. Se realizează torsiometre pentru intervale pînă la $10^4$ Nm, pentru turații pînă la 6 000 rot/min, cu precizii 0,2–0,5%.

Pentru a măsura puterea mecanică transmisă de arbore se alimentează puntea cu o tensiune dată de un tahogenerator care generează o tensiune proporțională cu turația

$$U = k_1 n \qquad (26.26)$$

și deci

$$\Delta U = \frac{MS}{2GW_p} k_1 n = k_2 Mn = k_3 P. \qquad (26.27)$$

Pe acest principiu au fost realizate instalații ce permit măsurarea simultană a momentului de torsiune și a puterii mecanice.

La arborii lungi cu diametru mare, de exemplu la sistemele de propulsie navală, utilizarea inelelor de contact prezintă dificultăți ce pot fi evitate prin folosirea unei instalații ce nu necesită inele de contact și la care transmiterea semnalelor electrice se face cu ajutorul unui emițător de unde ultrascurte, cu modulație de frecvență, care se rotește o dată cu arborele.

### 26.5.2. TORSIOMETRE CU IMPULSURI

Pentru măsurarea momentului de torsiune au fost elaborate de asemenea metode de măsurare ce folosesc impulsuri obținute de la traductoare inductive, capacitive, optice, cu traductoare Hall etc. Majoritatea acestor metode se bazează pe compararea a două șiruri de impulsuri obținute de la două traductoare identice așezate în dreptul a două secțiuni ale arborelui. Cuplul de torsiune acționează asupra defazajului unui șir de impulsuri față de celălalt.

În figura 26.16, *b* se prezintă principiul de funcționare pentru un torsiometru cu traductoare inductive și în figura 26.16, *c* diagrama impulsurilor. Pe arbore sînt fixate două flanșe *A* și *B* fiecare avînd cîte un dinte din material feromagnetic și în același plan cu flanșele sînt două traductoare inductive *C* și *D* (par. 16.5.4). Trecerea unui dinte prin dreptul traductorului conduce la generarea unui impuls. Cele două traductoare sînt astfel plasate încît în lipsa cuplului cele două șiruri de impulsuri sînt defazate cu o jumătate de perioadă. Sub acțiunea unui cuplu rezultă o deplasare unghiulară relativă a flanșei *B* față de *A*, deci o deplasare în timp $\Delta t$ a impulsului generat de traductorul *D* față de cel pentru *C*. Impulsurile traductoarelor sînt amplificate, limitate, diferențiate (*E*), astfel încît în punctele *b* și *b'* se obțin impulsuri scurte, cu front abrupt care comandă circuitul basculant bistabil *F*.

Instrumentul magnetoelectric se conectează între cele două ieșiri ale bistabilului și are deviația proporțională cu diferența semnalelor de la cele două ieșiri :

$$I_m = k_1 \Delta t = k_1 k_2 M = kM. \tag{26.28}$$

S-au realizat și torsiometre la care ambele flanșe *A* și *B* au dispuse pe întreaga periferie un același număr de dinți din material feromagnetic. În acest caz tensiunile obținute la ieșire sînt tensiuni sinusoidale care sînt în fază cînd momentul de torsiune este nul și din ce în ce mai defazate pe măsură ce momentul crește.

Pentru ambele soluții se realizează prelucrarea digitală a semnalelor realizîndu-se torsiometre digitale.

## 26.6. MĂSURAREA TURAȚIEI ȘI VITEZEI

### 26.6.1. MĂSURAREA TURAȚIEI

Principalele aparate care permit măsurarea pe cale electrică a turațiilor sînt: *tahometrul cu curenți turbionari, tahogeneratorul, tahometrele cu impulsuri, stroboscopul de turații*.

*Tahometrele cu curenți turbionari* se construiesc pentru intervale de măsurare 20—10 000 rot/min. Sînt constituite dintr-un dispozitiv mobil format din unul sau doi magneți permanenți ce se pot roti în interiorul unui tambur de aluminiu sau cupru. Tamburul este solidar cu un ac indicator și se poate roti la rîndul său între două paliere fiind însă menținut în poziția inițială datorită unui arc spiral. Arcul spiral are capătul exterior fix și capătul interior solidar cu tamburul. Arborele a cărui turație se măsoară pune în mișcare de rotație dispozitivul mobil și prin aceasta liniile de cîmp magnetic produse de magneții permanenți taie tamburul. În tambur vor fi induse t.e.m proporționale cu turația. Între curenții induși în tambur și fluxul magneților permanenți apare o interacțiune care se manifestă prin apariția unui cuplu activ $M_a = k_1 n$. Sub acțiunea acestui cuplu activ tamburul se rotește, iar cuplului activ i se opune un cuplu rezistent dat de arcul spiral $M_r = k_2 \alpha$. Cînd $M_a = M_r$ rezultă $n = k_3 \alpha$ sau $\alpha = k_4 n$, deci unghiul cu care s-a rotit tamburul (acul indicator) este proporțional cu turația, iar scara este gradată direct în unități de turație.

Tahogeneratorul (traductorul de turație) se construiește pentru tensiune continuă sau alternativă. Traductorul cu tensiune continuă se construiește ca un generator de c.c cu magnet permanent și în acest caz tensiunea produsă este proporțională cu turația. Măsurarea acestei tensiuni se face cu ajutorul

unui instrument magnetoelectric care este gradat direct în unități de turație. Turația nominală este de 750—2 000 rot/min. Datorită neajunsurilor prezentate de colector, tahogeneratorul de c.c a fost înlocuit de tahogeneratorul de c.a care se construiește pentru turații de 140—3 000 rot/min. El prezintă bobinele fixe și magneții permanenți mobili. De aceea nu are nevoie de inele colectoare. Prin rotirea magneților permanenți, fluxul magnetic taie bobinele și în ele se induce o tensiune alternativă a cărei valoare efectivă este proporțională cu turația. În schema de măsurare se prevede un convertor de redresare și curentul redresat este măsurat cu un instrument magnetoelectric. Arborele a cărui turație se măsoară este cuplat cu arborele tahogeneratorului.

*Stroboscopul de turații* permite măsurarea turației fără un contact mecanic cu obiectul aflat în rotație. Se folosește inerția ochiului omenesc, prin care un corp în vibrație sau rotație pare imobil dacă este iluminat cu impulsuri scurte, a căror frecvență de repetiție este egală cu frecvența de vibrație sau rotație a corpului sau este un multiplu întreg al acesteia. În prezent se folosesc stroboscoape cu sclipiri luminoase. Asupra obiectului aflat în rotație se trimit impulsuri luminoase de 10 µs și frecvență variabilă. Se reglează frecvența pînă cînd imaginea stă pe loc. Metoda stroboscopică permite măsurarea celor mai mari turații care se întîlnesc în tehnică. Frecvența impulsurilor poate atinge valoarea de 1 000 Hz, la care corespunde turația de 60 000 rot/min. Precizia măsurării este în general mai bună de 1% și ea depinde de precizia generatorului de frecvență variabilă. Tahometrul digital măsoară intervalul de timp pentru o anumită deplasare unghiulară și o folosește pentru determinarea vitezei de rotație. Schema de principiu (fig. 26.17) cuprinde un disc codat care este solidar cu axul a cărui viteză unghiulară se măsoară. Celulele fotoelectrice și lămpile sînt montate într-o carcasă care se învîrte în sens opus cu o viteză constantă, datorită unui motor sincron.

Ieșirea traductorului este un tren de impulsuri care sînt folosite pentru a deschide circuitul poartă ceea ce permite trecerea unor impulsuri de 10 MHz către un numărător unde sînt numărate. Contorul măsoară viteza relativă dintre axul a cărei viteză se măsoară și carcasă și de aceea aceasta trebuie scăzută pentru a se obține viteza axului. Precizia metodei depinde de precizia discului și de stabilitatea vitezei carcasei.

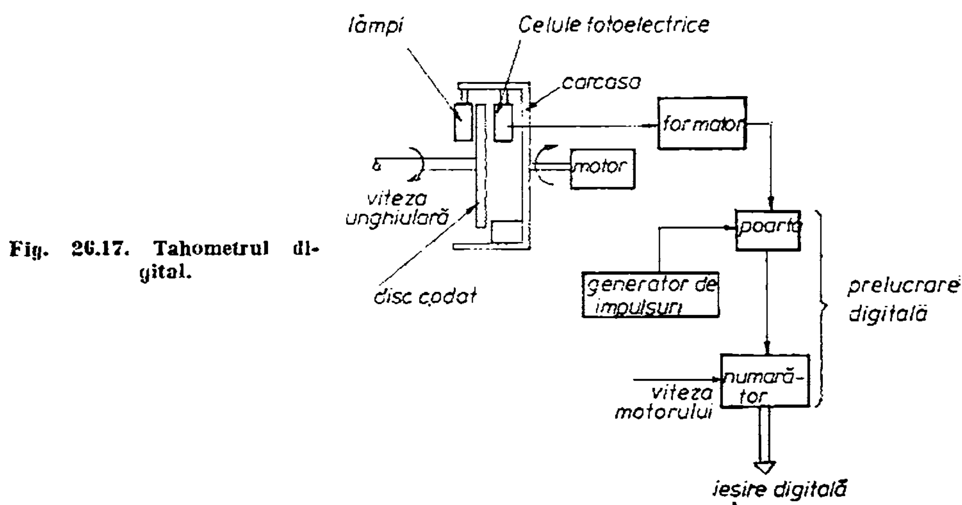



**Fig. 26.17. Tahometrul digital.**

În ultimul timp a căpătat o mare dezvoltare măsurarea vitezei de deplasare cu ajutorul unor instalații radar bazate pe efectul Doppler, instalații care se folosesc în navigație, la studiul corpurilor zburătoare, la controlul circulației feroviare sau la supravegherea circulației rutiere. Instalația radar reprezintă un sistem emițător-receptor (fig. 28.18. *a*) în care unda emisă de către un emițător este radiată de antena de emisie în direcția unui corp reflectant, iar după reflexia undei de către corp ea este recepționată de către antena de recepție și prelucrată în receptor. Această legătură de dus și întors pentru unda emisă și reflectată poate fi utilizată pentru obținerea unor informații de măsurare privind distanța pînă la ün corp reflectant sau viteza lui de deplasare. Pentru măsurarea vitezei de deplasare se utilizează efectul Doppler, efect care reprezintă modificarea frecvenței undelor electromagnetice cînd sînt percepute de un observator aflat în mișcare relativă față de sursa emițătoare, mediul de propagare al undelor considerîndu-se în repaus. Se consideră în figura 28.18, *b* că emițătorul este fix, fiind situat în punctul $E$ și emite energie sub formă de radiație electromagnetică, de frecvență stabilă $f_e$ care se propagă cu viteza $u$ în direcția corpului reflectant aflat în $P$ și care se deplasează cu viteza $v$. Unda electromagnetică se va reflecta în $P$ și va fi percepută în $E$ cu o frecvență

$$f_r = f_e\left(1 + \frac{2v}{u}\cos\alpha\right). \qquad (26.29)$$

Modificarea de frecvență datorită efectului Doppler se numește frecvență Doppler și este dată de relația

$$f_D = 2\,f_e\,\frac{v}{u}\,\cos\alpha. \qquad (26.30)$$

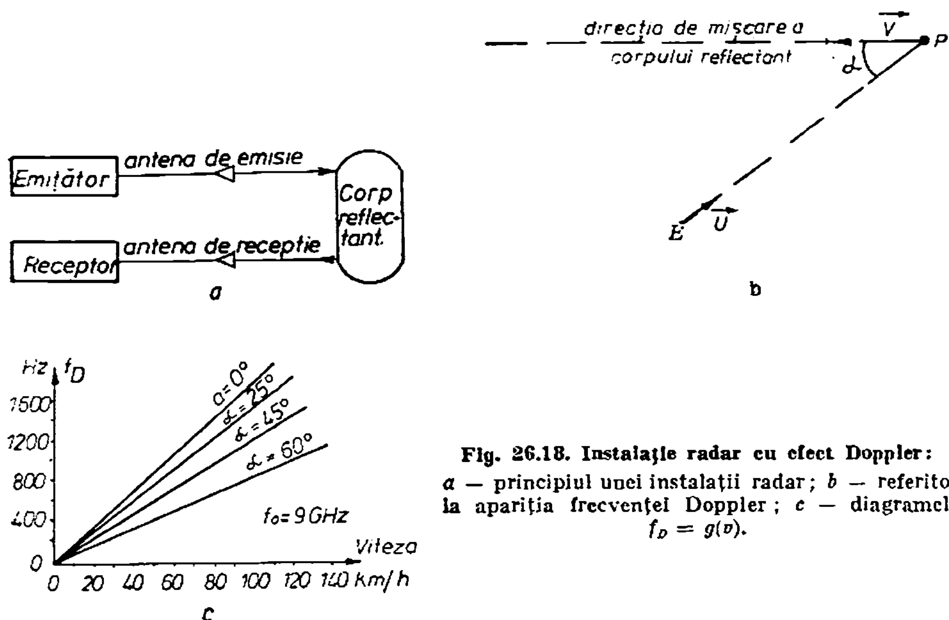



**Fig. 26.18. Instalație radar cu efect Doppler:**
*a* — principiul unei instalații radar; *b* — referitor la apariția frecvenței Doppler; *c* — diagramele $f_D = g(v)$.

Viteza de propagare a undei electromagnetice este

$$u = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r\mu_r}}. \quad (26.31)$$

unde $c$ este viteza luminii iar $\varepsilon_r$, $\mu_r$ sînt permitivitatea relativă, respectiv permeabilitatea relativă pentru mediul de propagare.

Pentru a avea o valoare cît mai mare pentru frecvenţa Doppler se folosesc frecvenţe mari de ordinul a 10 GHz. De exemplu, în figura 26.18. c sînt trasate diagramele $f_D - g(V)$ pentru $f_e = 9$ GHz. Pentru $\alpha = 25°$ rezultă pentru $V = 60$ km/h o valoare $f_D = 948$ Hz iar pentru $V = 100$ km/h o valoare $f_D = 1580$ Hz. Se observă că frecvenţele întîlnite în acest caz se situează în domeniul frecvenţelor joase care pot fi uşor prelucrate, amplificate şi măsurate, aparatul fiind un aparat digital.

# 27
# MĂSURAREA MĂRIMILOR TERMICE

Mărimile termice pentru care se prezintă metodele electrice de măsurare sînt : *temperatura și cantitatea de căldură transmisă de un fluid unui mediu.*

## 27.1. MĂSURAREA TEMPERATURII

### 27.1.1. CLASIFICĂRI

Pentru măsurarea pe cale electrică a temperaturii se folosesc termometrele electrice. Din punct de vedere al contactului cu suprafața a cărui temperatură se măsoară se disting : *termometrele electrice de contact* la care traductorul electric ce convertește temperatura într-o mărime electrică trebuie să fie în contact nemijlocit cu locul de măsurare și *termometre electrice de radiație* la care nu este necesar un contact nemijlocit și de aceea măsurarea se poate executa de la distanță.

Principalele termometre electrice de contact sînt : *termometrele cu termorezistență, cu termistor, cu cuarț, cu termoelement.*

### 27.1.2. TERMOMETRE CU TERMOREZISTENȚĂ

Pentru convertirea variației de temperatură în variație de rezistență se utilizează traductoare termorezistive din metale pure : Pt, Cu, Ni (par. 16.2.5) pentru următoarele intervale de măsurare : termometru cu termorezistență din Pt : $-220\ldots+750°C$ ; termometru cu termorezistență din Cu : $-50\ldots$ $\ldots+150°C$ ; termometru cu termorezistență din Ni : $-60\ldots+180°C$.

În cele mai multe cazuri traductorul termorezistiv se află la o distanță de zeci sau sute de metri de aparatul care indică temperatura, legătura făcîndu-se cu conductoare de rezistență mică (de obicei Cu) care se înseriază cu termorezistența ; de aceea termometrele se realizează pentru anumite rezistențe de linie, de ex. 10 Ω, 20 Ω. Schemele electrice de măsurare trebuie să cuprindă atît rezistențe de compensare pentru realizarea acestor valori cît și posibilități de reducerre a erorilor introduse de variația rezistenței de linie.

În prezent, pentru realizarea termometrelor electrice cu termorezistențe există numeroase scheme electrice dintre care cele mai utilizate sînt schemele electrice cu logometre magnetoelectrice, schemele de punte în regim neechilibrat și schemele de punte în regim echilibrat.

În figura 27.1, *a* este reprezentată schema electrică pentru un termometru electric cu două conductoare de legătură pentru care deviația logometrului indicator este :

$$\alpha = f\left(\frac{I_2}{I_1}\right) = f\left(\frac{R_0 + R_{L1} + R_{L2} + R_e + R_t)}{R_2}\right). \tag{27.1}$$

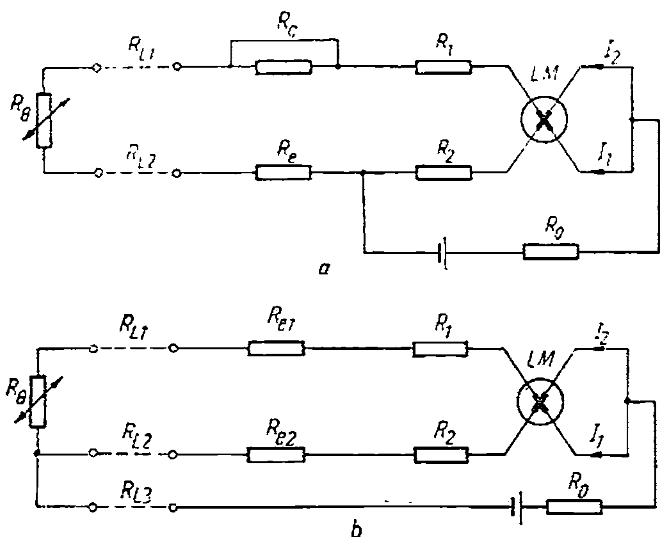



**Fig. 27.1. Termometre electrice cu termorezistență și logometru:**
*a* — termometru cu două conductoare de legătură; *b* — termometru cu trei conductoare de legătură; *LM* — logometru magnetoelectric; $R_\theta$ — rezistența traductorului; $R_1$, $R_2$ — rezistențe de precizie; $R_e$ — rezistențe de reglaj; $R_{L1}$, $R_{L2}$, $R_{L3}$ — rezistențele conductoarelor de legătură; $R_c$ — rezistența de compensare.

Rezistența electrică a traductorului, $R_\theta$, variază liniar cu temperatura (pentru anumite intervale dependente de metalele utilizate):

$$R_\theta = R_0(1 + \alpha\theta).$$

Rezultă că scara gradată a logometrului se poate trasa și inscripționa direct în unități de temperatură cu condiția ca rezistența de linie —$R_{L1} + {}_{L2}$ — să aibă aceeași valoare cu aceea considerată la operația de gradare a logometrului și să fie constantă în tot timpul măsurării.

Pentru realizarea primei condiții se prevede în schemă rezistența de compensare $R_c$ care în timpul măsurării este scurtcircuitată și care are valoarea corespunzătoare traductorului pentru o anumită temperatură marcată distinct pe cadran. Operația de compensare se realizează prin deschiderea conductorului de scurtcircuitare a rezistenței $R_c$, scurtcircuitarea traductorului $R_0$ și reglarea rezistenței de reglaj $R_e$ pînă ce acul indicator se oprește în dreptul reperului marcat distinct pe cadran. După această operație se scurtcircuitează din nou $R_c$ și se desface scurtcircuitarea de la $R_0$.

Eroarea principală a termometrelor cu rezistență o constituie eroarea determinată de variația rezistenței conductoarelor de legătură (a liniei) ca urmare a fluctuației temperaturii mediului în care sînt amplasate deoarece aceste variații se reflectă în schemă ca variații de rezistență ale traductorului $R_\theta$. Deoarece această eroare devine importantă dacă distanța dintre traductor și logometru este mare se recomandă utilizarea schemei electrice cu trei conductoare de legătură (fig. 27.1, *b*).

În acest caz deviația logometrului este :

$$\alpha = f\left(\frac{I_2}{I_1}\right) = f\left(\frac{R_\theta + R_{L1} + R_{e1} + R_1}{R_{L2} + R_{e2} + R_2}\right). \tag{27.2}$$

Se observă, din figura 27.1, *a* că în schema cu două conductoare de legătură rezistențele $R_{L1}$ și $R_{L2}$ sînt conectate împreună în circuitul unei singure bobine din care cauză variația lor influențează numai valoarea curentului $I_2$. În schema cu trei conductoare (fig. 27.1, *b*), prin aducerea unei legături a sursei de curent direct la termorezistență, se separă cele două conductoare de legătură, cîte unul în circuitul fiecărei bobine, fiind influențate simultan valorile celor doi curenți. Prin aceasta se reduce influența variației rezistențelor $R_{L1}$ și $R_{L2}$ cu temperatura, fără însă a fi eliminată complet. În ceea ce privește realizarea unei anumite rezistențe de linie aceasta se face prin măsurări directe a rezistențelor de linie reglîndu-se valorile rezistențelor $R_{e1}$ și $R_{e2}$. Precizia măsurării este determinată în principal de precizia logometrului utilizat.

Aceleași probleme apar și pentru termometrele realizate pe baza schemelor de punte în regim neechilibrat, cu două sau trei conductoare de legătură avînd în plus dezavantajul că puntea cu un traductor este puternic neliniară. Termometrele cu rezistențe care utilizează scheme de punte în regim echilibrat, cu echilibrare manuală sau automată și la care se iau măsuri speciale pentru eliminarea tuturor erorilor probabile, ating precizii de ordinul a o sutime de grad sau chiar mai puțin, fiind cele mai precise.

### 27.1.3. TERMOMETRE CU TERMISTOR

Termistoarele sînt traductoare termorezistive executate din materiale semiconductoare (par. 16.2.5) și ele permit măsurarea temperaturii în intervalul : $-70\ldots+250°C$, cu condițiile liniarizării caracteristicii de conversie. Termistoarele prezintă o serie de avantaje : pot fi executate cu rezistență electrică suficient de mare încît chiar pentru distanțe mari între punctul de măsurare și pupitrul de comandă rezistența conductorului de legătură devine neglijabilă și schema de măsurare se simplifică ; pot fi executate de dimensiuni foarte mici fapt care conduce la un timp de măsurare foarte mic și totodată nu produc nici o perturbare a cîmpului de temperaturi. Este de așteptat ca termometrele cu termistoare să fie utilizate din ce în ce mai mult atît în instalațiile de măsurare cît și în cele de reglaj automat. S-au realizat aparate portabile pentru intervalul $-20\ldots+180°C$ cu o eroare limită de măsurare de $\pm 1°C$ traductorul fiind introdus într-un palpator, timpul de măsurare fiind de 20 ms. Pentru cercetări medicale s-au realizat termometre cu termistoare pentru intervalul $+30\ldots+41°C$ cu o eroare limită de măsurare de $\pm 0{,}05\%$.

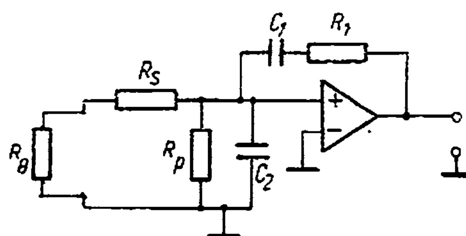


Fig. 27.2. Termometru cu termistor.

Un alt tip de termometru cu termistor îl constituie termometrul la care termistorul este conectat în rețeaua unui oscilator *RC* și temperatura este convertită în frecvență (fig. 27.2). În acest caz frecvența de oscilație este

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_e C_1 C_2}} ; \tag{27.3}$$

dar

$$R_e = \frac{R_p(R_0 + R_s)}{R_0 + R_s + R_p} \tag{27.4}$$

și deci

$$f = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{R_0 + R_p + R_s}{R_p(R_0 + R_s)R_1C_1C_2}}\,. \tag{27.5}$$

Rezistențele $R_p$ și $R_s$ sînt utilizate pentru liniarizarea caracteristicii de conversie a termistorului. Precizia de măsurare depinde de liniaritatea termistorului. Prin realizarea acestei scheme se mărește însă timpul de măsurare, deci se înrăutățesc caracteristicile dinamice. Se menționează că s-a realizat un asemenea termometru pentru temperaturi 0÷45° avînd la ieșire frecvențe de la 350 la 600 Hz, precizia măsurării fiind de ±0,1°C.

### 27.1.4. TERMOMETRE CU TERMOELEMENT

Se folosesc în industrie și în laborator, servind la măsurarea temperaturii între 400°C și 1 400°C. În cazuri speciale în partea inferioară se ajunge pînă la −200°C și în partea superioară pînă la +2 000°C.

În figura 27.3, *a* termoelementul are punctele $P$, $P_1$, $P_3$ iar punctele $P_1'$ și $P_3'$ reprezintă punctele de conectare dintre conductoarele de compensare și conductoarele de legătură. Se măsoară cu aceste aparate diferența de temperatură $\Delta\theta = \theta - \theta_r$, unde $\theta_r$ reprezintă temperatura de referință care trebuie menținută cît mai constantă posibil. Pentru termoelementele din materiale nenobile conductoarele de compensare se fac din aceleași materiale cu ale termoelementului. Pentru termoelementele din materiale scumpe conductoarele de compensare se execută din material cu conductibilitate mare care se comportă din punct de vedere termoelectric ca și termoelementul utilizat. Pentru măsurare se utilizează instrumente magnetoelectrice sensibile, avantajoase fiind cele cu dispozitiv mobil cu dublă suspensie. Pentru a se realiza termometre care se măsoare temperatura și nu diferența de tem-

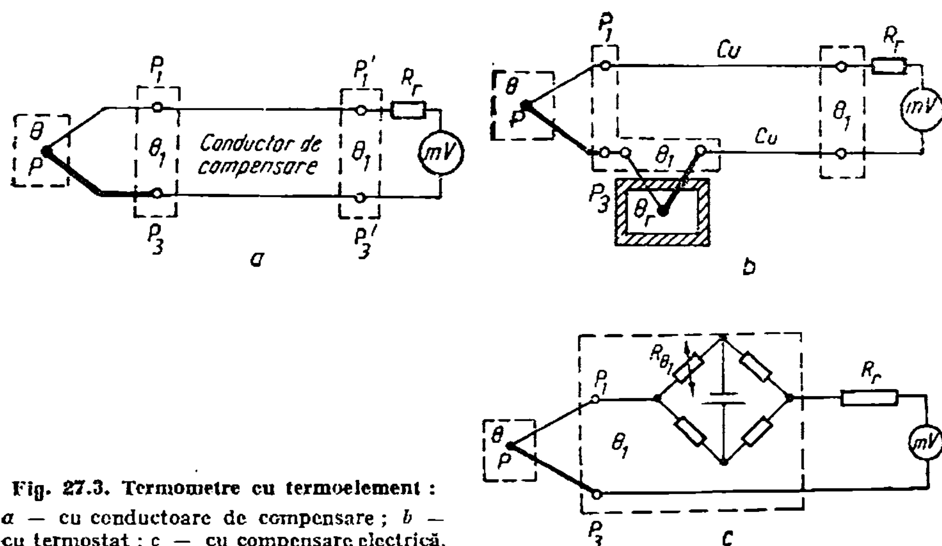



**Fig. 27.3. Termometre cu termoelement :**
*a* — cu conductoare de compensare ; *b* — cu termostat ; *c* — cu compensare electrică.

peratură se utilizează următoarele metode pentru eliminarea erorilor cauzate de fluctuaţiile temperaturii punctului rece:

— reglarea poziţiei de zero a acului indicator în funcţie de temperatura camerei unde se face măsurarea;

— menţinerea constantă a temperaturii de referinţă printr-un termostat cu gheaţă în curs de topire (0°C). În acest caz (fig. 27.3. *b*) în opoziţie cu termoelementul de măsurare se conectează un termoelement al cărui punct de sudură este introdus în termostatul cu temperatura de referinţă. Capetele reci ale celor două termoelemente se află la aceeaşi temperatură nestabilizată $\theta_1$ şi toate legăturile se fac din cupru:

— compensarea electrică printr-o tensiune auxiliară (fig. 27.3, *c*). În circuitul de măsurare se intercalează o punte de rezistenţe alimentată cu o tensiune continuă stabilizată şi care la 20°C este în echilibru. Trei rezistenţe sînt rezistenţe de precizie iar $R_0$ este o rezistenţă de cupru a cărei valoare variază sensibil cu temperatura $\theta_1$ şi dezechilibrează puntea rezultînd la ieşire o tensiune de dezechilibru care compensează eroarea introdusă de fluctuaţiile temperaturii punctului rece.

Creşterea preciziei în măsurarea tensiunii termoelectrice se realizează prin utilizarea compensatoarelor de curent continuu în regim echilibrat cu echilibrare manuală sau automată.

Termometrele cu instrument indicator se înscriu în clase de precizii 1—2 iar compensatorul în echilibrare automată (aparatele înregistratoare) în clase 0,2...0,5.

### 27.1.5. TERMOMETRU CU CUARŢ

Funcţionarea termometrului cu cuarţ se bazează pe dependenţa frecvenţei vibraţiei de rezonanţă a cristalului de cuarţ cu temperatura:

$$f_T = f_0[1 + a(T - T_0) + b(T - T_0)^2 + c(T - T_0)^3 + \ldots], \quad (27.6)$$

unde $f_T$ este frecvenţa de rezonanţă la temperatura $T$; $f_0$ — frecvenţa de rezonanţă la 0°C iar $a, b, c, \ldots$ constante dependente de unghiul de tăiere al cristalului. S-a constatat că pentru un anumit unghi de tăiere constantele $b, c, \ldots$ sînt nule şi se obţine o dependenţă liniară

$$f_T = f_0[1 + a(T - T_0)] \quad (27.7)$$

şi deci

$$\Delta f = f_T - f_0 = af_0(T - T_0) = C_T(T - T_0), \quad (27.8)$$

unde $C_T$ este coeficientul de temperatură al traductorului cu cuarţ. Deoarece produsul dintre frecvenţa vibraţiei de rezonanţă şi grosimea plăcuţei de cuarţ este o constantă (ec. 16.58) rezultă că pentru o anumită grosime se poate realiza un anumit coeficient de temperatură pentru o frecvenţă de rezonanţă aleasă pentru 0°C (de exemplu $a = 35{,}4 \cdot 10^{-4}\,°C^{-1}$, $f_0 = 28$ MHz, $C_T = 1\,000$ Hz $°C^{-1}$). Schema electrică de măsurare trebuie să permită măsurarea diferenţei dintre frecvenţa de rezonanţă a traductorului cu cuarţ aflat la temperatura $T$ şi frecvenţa de rezonanţă aleasă pentru 0°C astfel încît rezultatul măsurării ec. (27.8) este dat direct în grade Celsius. Au fost realizate termometre cu cuarţ pentru un interval de măsurare —40...+230°C cu o precizie de 0,0001 °C, folosind un traductor încapsulat în atmosferă inertă într-un cilindru ermetic închis de 6,5 mm diametru, fapt care permite măsurarea cu precizii ridicate în medii foarte agresive. Schema electrică de măsurare permite măsurarea unor diferenţe de frecvenţă, faţă de $f_0 = 28$ MHz, cuprinse între $\Delta f = -4 \cdot 10^4 \ldots +2{,}3 \cdot 10^5$ Hz cu o eroare de 0,1 Hz.

## 27.1.6. TERMOMETRE DE RADIAȚIE

La toate termometrele de contact apar dificultăți la măsurarea temperaturilor înalte avînd limita de 1400°C pentru termoelemente și 750°C pentru termorezistențe. Dificultățile provocate de temperaturile înalte se înlătură dacă se utilizează radiația termică emisă de obiectul a cărui temperatură se măsoară. Aparatul de măsurare nu mai este în contact cu obiectul și se încălzește numai într-o măsură redusă avînd și avantajul unui timp de măsurare foarte scurt. Aceste aparate se numesc *termometre de radiație* sau *pirometre de radiație* și cele mai utilizate sînt termometrele de radiație totală și termometrele de radiație parțială.

*Termometrul de radiație totală* se utilizează la măsurarea temperaturilor în intervalul 800...2 000°C cu o precizie de 1% (fig. 27.4, *a*). Corpul a cărui temperatură $T$ urmează a fi măsurată generează radiație termică ce cade pe lentila obiectiv *2*. Suprafața $A$ a unui corp absolut negru aflat la temperatura absolută $T$ radiază în semispațiu puterea totală, exprimată prin legea Stefan-Boltzmann

$$P = \sigma A T^4, \tag{27.9}$$

unde $\sigma = 5{,}67 \cdot 10^{-8}$ W/m²K.

Radiația termică este concentrată de obiectiv și cade pe traductorul de radiație termică *3*, format dintr-o plăcuță captatoare pe care este fixat punctul cald al unui termoelement. Radiația termică este absorbită de plăcuță, produce încălzirea ei și apariția unei tensiuni termoelectrice ce este măsurată de un milivoltmetru ce este gradat direct în unități de temperatură. Aparatul mai conține lentila ocular *5* ce servește la dirijarea axului optic spre suprafața *1* a cărei temperatură se măsoară.

Pentru protecția ochiului se introduce filtrul *4*. Pentru mărirea sensibilității se folosește un lanț termic format din mai multe termoelemente, întreg traductorul de radiație termică *3* fiind introdus într-un balon de sticlă sau cuarț în care s-a făcut vid.

Datorită absorbției în lentilele de sticlă sau cuarț a radiației infraroșii și a celei ultraviolete se produce o secționare a domeniului spectral care face ca energia radiantă captată să varieze odată cu temperatura absolută mai puternic decît ar corespunde legii Stefan-Boltzmann. Aceasta conduce la o scară gradată foarte comprimată la început (între 0 și 800°C și foarte lărgită la sfîrșit (800—1 600°C) ceea ce este în avantajul măsurării. Distanța dintre suprafața radiantă și aparat nu are nici o influență asupra indicațiilor aparatului atît timp cît plăcuța captatoare este iradiată pe întreaga ei supra-

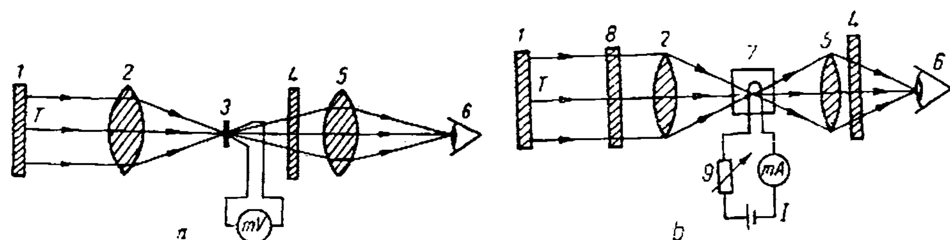



**Fig. 27.4. Termometre de radiație :**
*a* — termometru de radiație totală ; *b* — termometru de radiație parțială ; *1* — suprafața radiantă ; *2* — lentila obiectiv ; *3* — traductor de radiație termică ; *4* — filtru ; *5* — lentilă ocular ; *6* — ochiul observatorului ; *7* — filament incandescent ; *8* — geam cu transparență cunoscută ; *9* — rezistență de reglaj.

faţă. De asemenea în spaţiul dintre suprafaţa radiantă şi aparat nu trebuie să existe praf sau pulberi în suspensie. Termometrele cu radiaţie totală se realizează atît ca aparate fixe, montate în pereţii cuptoarelor cu luarea măsurilor corespunzătoare (răcire cu apă) curăţirea permanentă a obiectului (cu jet de aer) cît şi ca aparate portabile.

Termometrul de radiaţie parţială utilizează pentru măsurarea temperaturii numai radiaţiile corespunzătoare spectrului vizibil. În figura 27.4, *b* este prezentat termometrul cu filament incandescent care permite măsurarea temperaturii în intervalul +700...+3 500°C cu precizii de 0,5%.

Aparatul este introdus într-un cilindru prin care se vizează suprafaţa a cărei temperatură se măsoară. Fasciculul de radiaţii termice ce ajunge pe lentila obiectiv *2* este concentrat şi cade pe filamentul de wolfram *7* al unei lămpi cu incandescenţă formînd o imagine a suprafeţei radiante în planul filamentului. Un filtru *4* lasă să treacă numai razele cu o anumită lungime de undă şi în majoritatea cazurilor se folosesc filtre roşii. Se reglează din rezistenţa *9* curentul *I* care trece prin filament (care începe să se încălzească) şi reglajul durează pînă ce filamentul dispare din cîmpul vizual. Pe cadrul miliampermetrului, care este gradat în unităţi de temperatură se citeşte valoarea temperaturii măsurate.

Deoarece temperatura filamentului incandescent nu trebuie să depăşească 1 500°C, pentru a se măsura temperaturi mai mari se aşază în calea fasciculului de radiaţie termică un geam *8* de transparenţă cunoscută. Deoarece termometrul de radiaţie parţială se etalonează folosind un corp absolut negru la măsurarea temperaturii unor corpuri care nu sînt absolut negre se utilizează nomograma pentru corecţie.

## 27.2. MĂSURAREA CANTITĂŢII DE CĂLDURĂ

Pentru a se transmite o anumită cantitate de căldură unui mediu se foloseşte un schimbător de căldură (fig. 27.5, *a*) în care un agent termic intră la temperatura $\theta_1$, cedează o cantitate de căldură $Q$ şi iese la temperatura $\theta_2$ fiind vehiculat cu un debit $D$.

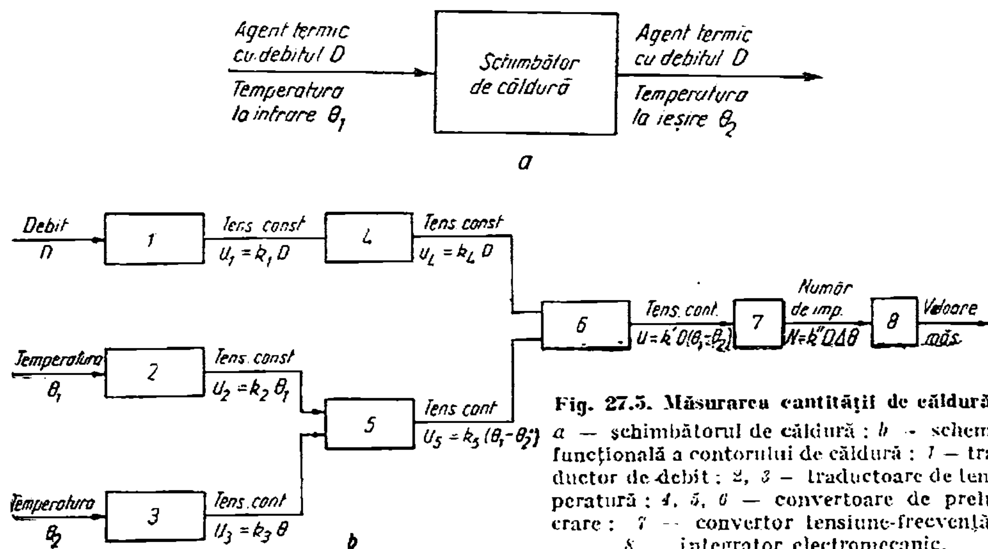



**Fig. 27.5. Măsurarea cantităţii de căldură:** *a* — schimbătorul de căldură; *b* — schema funcţională a contorului de căldură; *1* — traductor de debit; *2*, *3* — traductoare de temperatură; *4*, *5*, *6* — convertoare de prelucrare; *7* — convertor tensiune-frecvenţă; *8* — integrator electromecanic.

Cantitatea de căldură transmisă este

$$dQ = cdm(\theta_1 - \theta_2) \tag{27.10}$$

dar debitul masic este

$$D = \frac{dm}{dt}, \tag{27.11}$$

de unde

$$dQ = cD(\theta_1 - \theta_2)dt \tag{27.12}$$

și cantitatea de căldură transmisă într-un interval de timp este

$$Q = c\int_{t_1}^{t_2} D(\theta_1 - \theta_2)dt. \tag{27.13}$$

Pentru măsurarea cantității de căldură, în concordanță cu ec. (27.13) se utilizează (fig. 27.5, *b*) două traductoare de temperatură și un traductor de debit precum și un lanț de măsurare care să permită obținerea valorii măsurate.

Contoarele de căldură realizate pe această schemă permit măsurarea cantității de căldură cu precizii de 1%.

# 28

# MĂSURAREA ELECTRICĂ A CONȚINUTULUI DE APĂ

## 28.1. GENERALITĂȚI

Conținutul de apă dintr-un material solid, lichid sau gazos reprezintă umiditatea materialului respectiv. Pentru fiecare material în parte sînt utilizate definiții și moduri de exprimare particulare. În general, umiditatea materialelor solide sau lichide se exprimă ca umiditate relativă

$$W = \frac{m_w}{m_c + m_a}. \qquad (28.1)$$

unde : $m_a$ este masa materialului uscat ; $m_w$ - masa apei din probă.

Măsurarea umidității solidelor și lichidelor se realizează cu ajutorul umidimetrelor iar măsurarea umidității gazelor cu ajutorul higrometrelor.

## 28.2. UMIDIMETRE ELECTRICE

Ținînd seama de proprietățile chimice și fizice ale apei și ale corpurilor umede au fost elaborate numeroase tipuri de umidimetre, cele mai răspîndite fiind umidimetrele electrice. Umidimetrele electrice pot fi grupate în 3 familii :

— umidimetre care se bazează pe măsurarea variației caracteristicilor electrice ale corpurilor în funcție de conținutul lor de apă : conductivitate, permitivitate, absorbția energiei la frecvență ultraînaltă etc. ;

— umidimetre în infraroșu care se bazează pe absorbția selectivă a radiației infraroșii de către corpurile umede ;

— umidimetre nucleare care se bazează pe interacțiunea neutronilor și a radiațiilor penetrante cu apa conținută în corpul umed.

### 28.2.1. UMIDIMETRE REZISTIVE

Conținutul de umiditate influențează în mare măsură rezistivitatea materialelor. De exemplu, rezistența lemnului măsurată între doi electrozi devine de $10^6$ ori mai mare cînd umiditatea lemnului scade de la 30 la 2%, de aceea măsurarea rezistenței permite determinarea umidității materialului respectiv. De exemplu, umidimetrul rezistiv pentru lemn prezintă doi electrozi cu șuruburi de strîngere între care este strînsă proba de lemn și se măsoară curentul absorbit pentru o tensiune constantă. Umiditatea între 3 și 13% se determină cu o precizie de 1%. Variante ale acestui aparat se utilizează la măsurarea umidității tutunului și hameiului. Pentru substanțele pulverulente și granulate cum sînt cerealele, făina, amidonul, cafeaua se utilizează celule de măsurare în care materialul este introdus sub o anumită presiune și se măsoară rezistența coloanei de material formată între electrozi.

Pentru măsurarea umidității solului au căpătat o largă răspîndire umidimetrele rezistive cu traductoare absorbante. Un traductor absorbant este executat din ipsos sau fire de nailon sub forma unui paralelipiped de dimensiuni mici (de ordinul centimetrilor) în care sînt implantați doi electrozi sub formă de plasă sau placă, executați din platină, nichel sau cupru. Traductorul se introduce în sol la o anumită adîncime și prin impregnare cu rășini el poate fi menținut în sol durate foarte lungi (pînă la 10 ani) permițînd măsurarea continuă. Rezistența electrică a traductorului variază de la cîțiva ohmi la 100 kΩ pentru variații de umiditate de la 5 la 80%. Traductorul este conectat în brațul unei punți simple, alimentată de la un oscilator cu o tensiune alternativă de 2 kHz, indicatorul de nul este o cască telefonică și se obțin precizii de 1%.

### 28.2.2. UMIDIMETRE CAPACITIVE

Permitivitatea relativă $\varepsilon_r$ a majorității substanțelor este cuprinsă între 2 și 10, pe cînd aceea a apei este de 80. Rezultă că adaosuri mici de apă influențează sensibil permitivitatea rezultantă, ceea ce arată posibilitatea de a măsura umiditatea prin intermediul permitivității. În acest sens aparatul prezintă o celulă de măsurare în care se introduce substanța a cărei umiditate se măsoară. Această celulă constituie un condensator între armăturile căruia se introduce substanța de măsurat și deci capacitatea lui depinde de permitivitatea materialului, deci de umiditatea lui. Celula de măsurare este conectată într-un circuit oscilant care este adus la rezonanță cu ajutorul unui al doilea condensator variabil de precizie, întîi cu celula fără material iar apoi cu materialul introdus.

Variația necesară a condensatorului reglabil pentru a reface rezonanța determină umiditatea materialului. Precizia de măsurare este sub 0,3%. Această metodă este potrivită pentru măsurarea umidității următoarelor substanțe : cereale, fructe oleaginoase, făină, amidon, ciocolată, produse lactate, produse de carne, tutun, hîrtie, grăsimi etc.

### 28.2.3. UMIDIMETRE CU FRECVENȚE ULTRAÎNALTE

Funcționarea acestor umidimetre se bazează în general pe influența pe care o are apa liberă din material asupra parametrilor undelor electromagnetice de frecvență ultraînaltă, în special asupra atenuării și defazării la străbaterea unui corp umed. Aceste umidimetre prezintă o serie de avantaje : posibilitatea măsurării fără contact, măsurarea continuă, automatizarea măsurării și reglarea umidității, precizii mari de măsurare.

În figura 28.1 este prezentată schema funcțională a unui umidimetru cu măsurare continuă a cărui funcționare se bazează pe o metodă de compensare avînd 2 canale, unul de măsurare și unul de referință. Generatorul *1* generează frecvențe de ordinul 2...10 GHz și prin antena de emisie *2* se

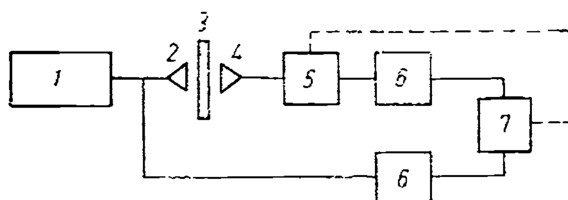



**Fig. 28.1. Umidimetru cu frecvență ultraînaltă :**
*1* — generator ; *2* — antenă de emisie ; *3* — proba ; *4* — antenă de recepție ; *5* — atenuator variabil calibrat ; *6* — circuit de detecție ; *7* - sistem de comparare automată și comandă a atenuatorului.

trimite un fascicul prin proba 3. Undele electromagnetice se atenuează în cursul propagării și dacă mediul de propagare conține o cantitate de apă atenuarea crește. Aceasta se datorește absorției de către apă a energiei de înaltă frecvență. Semnalul trimis prin probă este atenuat și recepționat de antena 4 pe cînd semnalul trimis prin al doilea canal nu este atenuat. Circuitul de comparare 7 permite stabilirea diferenței dintre semnalul direct și cel transmis prin probă și comandă modificarea automată a atenuării dată de atenuatorul 5 pînă la compensarea atenuării introduse de probă, realizînd astfel măsurarea umidității. S-au realizat asemenea aparate pentru diverse materiale, de ex : cereale, petrol, fibre textile, amestecuri ceramice etc. obținîndu-se precizii de 0,2...1%.

### 28.2.4. UMIDIMETRE BAZATE PE SPECTROSCOPIA ÎN INFRAROȘU

Folosirea radiațiilor infraroșii permite măsurarea conținutului de apă într-un domeniu foarte larg, pentru aproape toate materialele anorganice și organice sub formă solidă, lichidă sau gazoasă. Substanțele absorb energia radiantă într-o măsură anumită, ceea ce determină oscilații ale electronilor liberi sau legați, ale moleculelor sau atomilor. Curba de absorbție este uniformă în spectru dacă absorbția este provocată de oscilațiile electronilor liberi. Dacă energia radiantă provoacă oscilațiile moleculelor, atomilor sau electronilor legați apare o absorbție sub forma unor benzi de absorbție, deci o absorbție selectivă. De exemplu pentru apă s-au găsit benzi de absorbție în jurul următoarelor lungimi de undă : 1,20 ; 1,43 ; 1,94 ; 2,95 μm.

Umidimetrele realizate sînt spectrometre în infraroșu. În figura 28.2 este reprezentată schema funcțională a unui umidimetru cu două fascicule care este construit asemănător cu spectrometrele cu două fascicule utilizate în spectrometria radiațiilor vizibile. Aparatul folosește o sursă unică de radiații infraroșii 1 de la care printr-un monocromator 2 se obțin două fascicule identice, care sînt dirijate, unul prin proba etalon 3 și celălalt prin proba analizată 4 și apoi focalizate pe două termoelemente identice conectate în opoziție, 6. În felul acesta se compară energia radiației trecută prin proba cu energia radiației trecută prin proba etalon.

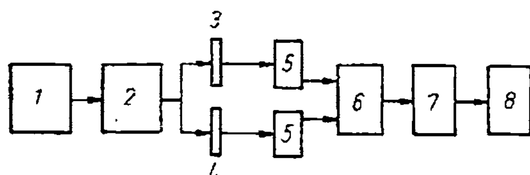



**Fig. 28.2. Umidimetru bazat pe spectrometria în infraroșu :**
1 — sursă de radiații ; 2 — monocromator ; 3 — proba etalon ; 4 — proba umedă de măsurat ; 5 — detector ; 6 — convertor de comparare ; 7 — amplificator ; 8 — înregistrator.

Umidimetrele în infraroșu se pot utiliza în foarte multe domenii și cu precizii deosebite în special în domeniul umidităților foarte scăzute exprimate în părți pe milion (ppM). De exemplu s-a determinat umiditatea freonului în domeniul 1...10 ppM cu o precizie de 1 ppM.

### 28.2.5. UMIDIMETRE NUCLEARE

Dintre umidimetrele bazate pe efecte nucleare cele mai utilizate sînt cele care folosesc surse de neutroni. Ciocnirea unor neutroni rapizi de nuclee atomice provoacă dispersia lor și prin aceasta o pierdere de energie a neutronilor și o schimbare a direcției de mișcare. Neutronii emiși de sursele obișnuite au o energie destul de ridicată (de ordinul MeV) fiind neutroni rapizi

(energia mai mare de 0,1 MeV) şi prin ciocniri succesive cu nucleele substanţei care o străbat energia lor se micşorează şi ei intră în domeniul neutronilor termici (energia mai mică de 0,25 MeV).

Numărul de ciocniri necesare pentru termalizarea neutronilor depinde de energia iniţială a neutronilor rapizi şi de natura materialului cu care interacţionează. Se constată că elementele uşoare au o acţiune de frînare mai intensă decît cele grele. Cea mai mare capacitate de frînare o are hidrogenul. Este deci posibil ca prin măsurarea capacităţii de frînare a unei substanţe să se determine conţinutul ei în hidrogen şi deci umiditatea ei. Ca surse de neutroni se utilizează reacţii (α, n) de exemplu Ra-Be, Po-Be, etc., spectrul de energii pentru neutronii rezultaţi fiind între 1 şi 11 MeV, sau reacţii (r, n) de exemplu St-Be. Detectoarele de neutroni pot fi camerele de ionizare, contoarele cu descărcare în gaz sau scintilatorii.

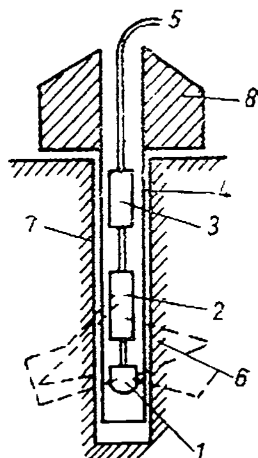



**Fig. 28.3. Umidimetru cu fascicul de neutroni:**
1 — sursa de neutroni; 2 — materialul căruia i se măsoară umiditatea; 7 — tub de ghidaj; 8 — conteiner pentru sursa de neutroni.

În figura 28.3 este prezentat un umidimetru cu fascicul de neutroni.

Sonda de măsurare, aşezată în carcasa 4, este scoasă din conteinerul 8 printr-un tub de ghidaj 7, în sol sau într-un material în vrac ce urmează a fi măsurat. Sursa de neutroni 1 înglobată în sondă trimite neutroni rapizi în materialul 6, supus măsurării, o parte din neutroni este dispersată înapoi cu o energie redusă şi ajunge la detectorul 2, şi amplificatorul 3.

Detectorul de neutroni, care adeseori este un contor cu trifluorură de bor, serveşte la măsurarea neutronilor retrodifuzaţi. Numărul de impulsuri pe secundă dat de contor este proporţional cu dispersia radiaţiei spre sursa de emisie şi este cu atît mai mare cu cît au loc mai multe ciocniri cu atomi de H. Cînd compoziţia materialului măsurat rămîne constantă indicaţia reprezintă umiditatea pe unitatea de volum. Măsurarea indică o valoare medie pentru un domeniu care poate fi considerat, în mod aproximativ, o sferă cu un diametru de 20÷30 cm.

Umidimetrele cu fascicule de neutroni sînt utilizate pentru măsurarea umidităţii nisipului de turnătorie, a combustibililor solizi, materialelor de construcţii, maselor ceramice, produselor industriei chimice etc., folosind de obicei instalaţii stabile, montate permanent la locul de măsurare, obţinîndu-se precizii de 0,1%.

## 28.3. HIGROMETRE ELECTRICE

Umiditatea gazelor se măsoară cu o mare varietate de aparate elaborate ca aparate de laborator sau aparate de supraveghere şi conducere a proceselor industriale.

### 28.3.1. HIGROMETRE REZISTIVE

Rezistivitatea substanţelor higroscopice depinde de umiditatea relativă a aerului ambiant şi de aceea cele mai multe traductoare rezistive de umiditate sînt formate dintr-o masă higroscopică ce absoarbe umiditatea

din atmosfera înconjurătoare și care conține o sare ce se disociază în prezența apei. Concentrația ionilor disociați este determinată prin măsurarea rezistenței electrice între doi electrozi aplicați pe masa higroscopică. Cea mai largă utilizare a căpătat-o traductorul cu clorură de litiu. Rezistența traductorului de umiditate variază în limite foarte largi, astfel pentru o variație a umidității aerului de la zero la 100% rezistența poate varia de la $10^8$ la $10^4$ ohmi. De aceea se realizează umidimetru cu mai multe traductoare, fiecare pentru un interval restrîns, de ex. 20 la 30%. Precizia de măsurare este de ordinul a 2%.

### 28.3.2. HIGROMETRE COULOMETRICE

Măsurarea umidității foarte scăzute la gaze se realizează prin folosirea fenomenului de electroliză pentru intervalul 1—1 000 ppM sau chiar sub 1 ppM. Aceste higrometre permit măsurarea continuă a umidității gazelor. Apa absorbită de o substanță puternic higroscopică este supusă electrolizei în celula de electroliză 2 (fig. 28.4) și conform legilor electrolizei curentul de electroliză indică direct conținutul de apă. Măsurarea se poate face în condițiile păstrării unui debit constant.

### 28.3.3. HIGROMETRE CU FRECVENȚĂ ULTRAÎNALTĂ

În figura 28.5 este prezentată schema funcțională a higrometrului bazat pe absorbția radiațiilor electromagnetice cu $\lambda = 0{,}12156$ µm. Deși schema este complexă aparatul poate fi redus dimensional pentru a echipa atît radiosonde cît și aparate de zbor. Ele prezintă o mare sensibilitate și un timp de măsurare foarte scurt. O lampă cu hidrogen 2 emite un fascicul de radiații asupra masei gazoase umede 4 care absoarbe parțial energia radiației și fasciculul cade pe un detector de ionizare 5. Pentru asigurarea unei transmisii fără absorbții suplimentare emițătorul și receptorul au un dispozitiv optic realizat din fluorură de litiu care permite o foarte bună transparență. Fasciculul produce în camera de ionizare un curent foarte mic, a cărui valoare depinde de absorbția radiației în mediul umed, curentul este amplificat cu un circuit electrometric 6 și apoi măsurat, valoarea lui fiind afișată 7, sau înregistrată, 8.

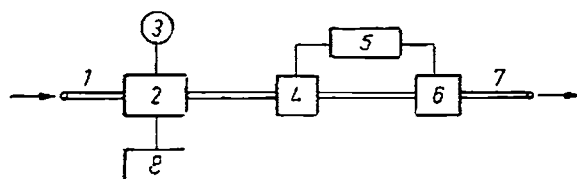



**Fig. 28.4. Higrometru coulometric cu debit constant :** 1 — conducta de introducere a aerului ; 2 — celula de electroliză ; 3 — aparat de măsurare ; 4 — debitmetru ; 5 — circuit de reglare a debitului ; 6 — pompa de absorbție ; 7 — conductă de ieșire a aerului ; 8 — circuit de alimentare a celulelor de electroliză.

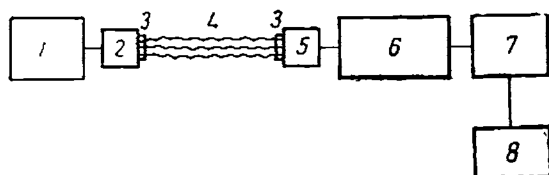



**Fig. 28.5. Higrometru cu frecvență ultraînaltă :** 1 — sursa de alimentare ; 2 — lampă cu hidrogen ; 3 — fereastră de fluorură de litiu ; 4 — mediu gazos umed ; 5 — detector ; 6 — circuit electrometric ; 7 — circuit de măsurare ; 8 — înregistrator.

# *Partea a V-a*

# UNELE TENDINȚE ÎN ȘTIINȚA MĂSURĂRII

## 29

## APARATE DIGITALE PROGRAMABILE. SISTEME AUTOMATE DE MĂSURARE

### 29.1. STRUCTURA APARATELOR DE MĂSURARE DIGITALE CU MICROPROCESOR

Pînă la apariția microprocesoarelor, prelucrarea informațiilor de măsurare, precum și luarea deciziilor se făceau exclusiv în exteriorul sistemului de măsurare, de către operatorul uman sau cu ajutorul unui calculator conectat la sistem prin circuitele de interfață. În prezent, prin încorporarea unui microcalculator (bazat pe microprocesor) în interiorul unui aparat de măsurat de precizie, acțiunile operatorului sau ale calculatorului exterior vor fi preluate parțial sau total de aparat, acesta comportîndu-se ca un sistem „inteligent"*.

Prezența microprocesorului într-un aparat de măsurare asigură :

— preluarea funcțiilor de comandă a aparatului (selectarea automată a gamei de măsurare, comanda intrărilor și ieșirilor, a afișajului, a modului de funcționare) ;

— prelucrarea informațiilor de măsurare (înmulțirea cu unele constante, determinarea valorilor medii, maxime și efective, compararea cu anumite valori limită, liniarizarea caracteristicilor unor traductoare de măsurare folosite, calcule statistice, determinări de spectre) ;

— autoetalonarea aparatului și compensarea automată a influenței mediului asupra indicațiilor acestuia (în loc de compensarea prin scheme a parametrilor circuitelor interne, care se modifică cu condițiile de mediu, se corectează indicațiile aparatului folosind corecțiile calculate de microprocesor) ;

— autotestarea, cu afișarea codificată a părții componente defecte ;

— creșterea vitezei de funcționare și a fiabilității, simultan cu reducerea costului aparatului prin micșorarea numărului de circuite integrate și a numărului de conexiuni, prin înlocuirea logicii cablate prin metode de programare ;

— mărirea preciziei măsurărilor prin autoetalonare, prin corectarea erorilor condiționate de deriva nulului, eliminarea erorilor sistematice și a celor subiective, introducerea corecțiilor la schimbarea condițiilor exterioare, eliminarea erorilor aleatorii prin medierea unui număr suficient de mare de măsurări, eliminarea influenței componentelor neinformative ale semnalului de intrare și a zgomotelor ;

---

* Într-o accepțiune simplistă, un sistem este „inteligent" dacă poate lua decizii bazate pe acțiuni anterioare (prelucrează informația, efectuează calcule și apoi pe baza rezultatelor obținute alege o acțiune din mai multe posibile). Un sistem devine inteligent dacă încorporează un microcalculator sau microprocesor cu memorii de tipul RAM, ROM sau PROM.

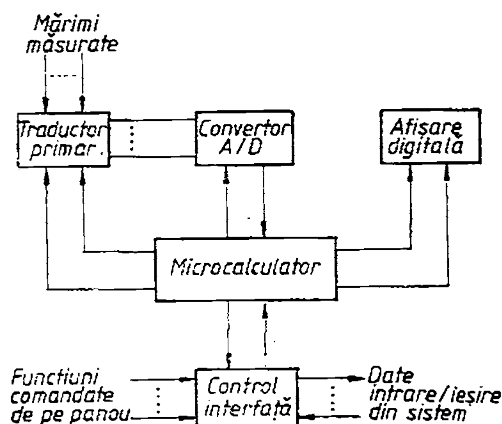



**Fig. 29.1. Schema funcţională a aparatelor de măsurare cu microcalculator.**

— realizarea funcţiei de interfaţă ;

— posibilitatea ca aparatul să fie încorporat într-un sistem complex de măsurare.

Dintre aparatele de măsurare în componenţa cărora apar microprocesoare pot fi amintite: punţi, voltmetre, multimetre, aparate înregistratoare, numărătoare, frecvenţmetre, testere, analizoare spectrale, sintetizoare numerice de frecvenţă, osciloscoape cu afişare digitală, aparate pentru măsurări de mărimi neelectrice, sisteme complexe de culegere a datelor etc.

Se afirmă în literatura de specialitate că pătrunderea microprocesoarelor în aparatele de măsurare — începută în anii 1974/75 — înseamnă o revoluţionare a acestora, similară cu trecerea de la elementele electronice discrete la circuitele integrate. Se apreciază că în scurt timp aproape toate aparatele complexe vor fi prevăzute cu microprocesoare, acestea reunind într-o singură unitate funcţiuni realizate pînă acum de aparate diferite.

În figura 29.1 este dată schema unui aparat de măsurare a cărui funcţionare este coordonată de un microcalculator bazat pe microprocesor. Partea analogică a aparatului se reduce doar la traductorul primar şi eventual o minimă formare a semnalului pentru intrarea în convertorul analog-digital. În această nouă structură microprocesorul devine elementul central, care coordonează toate operaţiile de prelucrare şi transfer de informaţie, din momentul convertirii mărimii măsurate pînă în momentul afişării rezultatului. Microprocesorul este comandat secvenţial de programul înscris în prealabil în memoria de tip ROM/PROM. Datele cu care se manipulează, obţinute de la convertorul analog-digital, se înmagazinează în memoria de tip RAM. Microprocesorul extrage instrucţiunile din memorie, le analizează şi le execută, îndeplinind astfel toate funcţiile sistemului proiectat, comunicînd apoi rezultatul prelucrării circuitelor de interfaţă, pentru a acţiona în mod adecvat echipamentele periferice de ieşire.

Capabilităţile aparatului de măsurare sînt strîns legate de performanţele microprocesorului (viteza de execuţie şi setul de instrucţiuni) şi de optimizarea sistemului de programe (care se reflectă prin cantitatea de memorie folosită).

Pentru aceste aparate dotate şi cu un bloc de interfaţă standardizată există posibilitatea de a fi conectate într-un sistem automat de măsurare coordonat de un calculator ; în această variantă există un continuu „dialog" între microprocesorul aparatului de măsurare şi calculatorul coordonator, orice operaţie fixată de pe panoul aparatului putînd fi realizată şi prin programarea calculatorului. Această capabilitate de programare din exterior, prin interfaţă standardizată, a devenit o cerinţă fundamentală pentru aparatele de măsurare cu microprocesor.

## 29.2. IMPLEMENTĂRI SPECIFICE ALE MICROPROCESORULUI ÎN APARATELE DE MĂSURARE DIGITALE

Prin capacitatea mărită de prelucrare digitală a informaţiei, la un aparat de măsurare cu microprocesor se obţin performanţe imposibil de realizat la aparatele de măsurare digitale clasice. Urmărind aceste performanţe, determinate de structuri funcţionale adecvate, se vor analiza trei aparate de măsurare reprezentative.

**Puntea RLC 4262-A** (tip Hewlett-Packard) realizează următoarele măsurări de rezistenţe (1 mΩ...19,99 MΩ), capacităţi (0,01 pF...19,99 mF) şi factor de pierderi $D$ (0,001...19,9); inductivităţi (0,01 H...1999 H) şi factor de calitate $Q$ (0,05...1 000); selectarea automată a gamei de măsurare, alegerea adecvată a schemei echivalente (serie, paralel), afişarea rezultatelor în aproximativ 250 ms. Măsurările se fac la una din frecvenţele de 120 Hz, 1 kHz sau 10 kHz; afişarea se face cu 3 1/2 cifre, iar precizia de măsurare este de circa 0,2%. Microprocesorul adaugă şi alte capabilităţi: măsurarea unei mărimi prin abatere faţă de o valoare fixată sau memorată de aparat; măsurarea unei mărimi şi încadrarea într-un interval de măsurare fixat; auto-test pentru verificarea funcţionării corecte a tuturor funcţiunilor aparatului şi afişarea codificată (în caz că există) a părţii componente defecte; posibilitatea de a fi conectat într-un sistem şi programat din exterior (prin interfaţă standardizată).

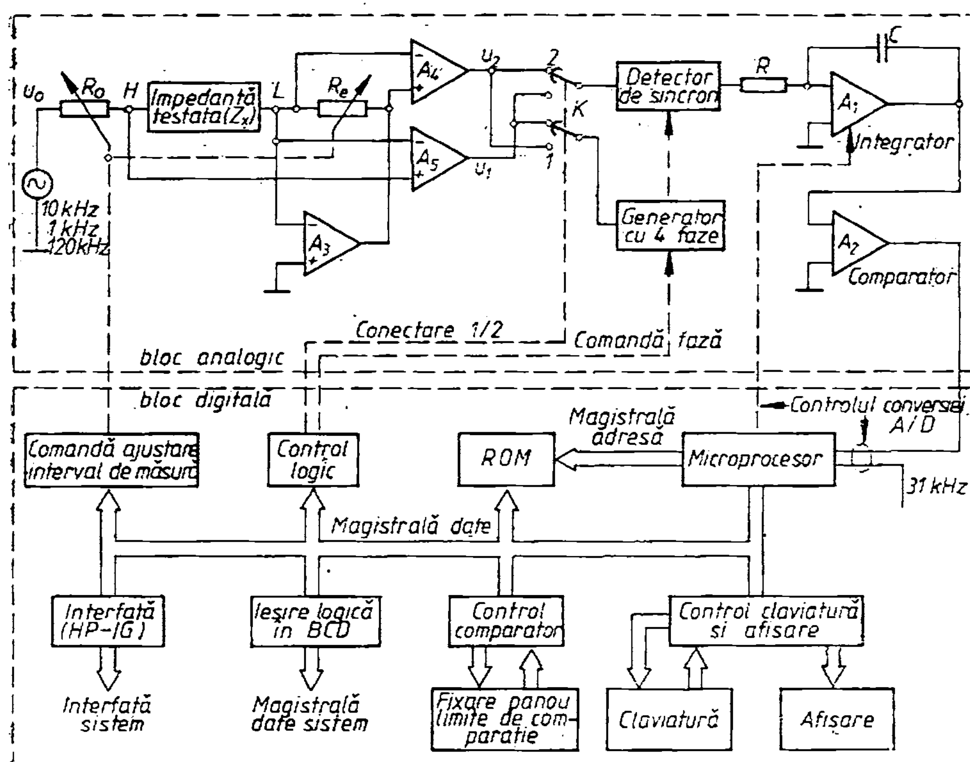



Fig. 29.2. Schema funcţională a punţii RLC 4262A-HP.

Schema funcţională a punţii RLC este reprezentată în figura 29.2. De la amplificatorul diferenţial $A_5$ cu impedanţă de intrare mare şi amplificare cunoscută cu precizie se obţine semnalul $U_1 = A_5 Z_x I$, proporţional şi în fază cu căderea de tensiune de pe impedanţa testată $Z_x$. Amplificatorul $A_4$, similar cu $A_5$, furnizează la ieşire semnalul $U_2 = A_4 R_e I$, proporţional şi în fază cu căderea de tensiune pe rezistorul $R_e$. Amplificatorul $A_3$ are rol de convertor curent-tensiune, asigurînd totodată menţinerea potenţialului în punctul $L$ la potenţialul masei (punct virtual de masă).

Raportul celor două tensiuni

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} = \frac{A_5}{A_4} \cdot \frac{\underline{Z}_x}{R_e} = k\underline{Z}_x$$

conţine întreaga informaţie necesară pentru măsurarea componentelor impedanţei $\underline{Z}_x$. Într-adevăr, partea reală a raportului $\underline{U}_2/\underline{U}_1$ este proporţională cu rezistenţa de măsurat, iar partea sa imaginară este proporţională cu reactanţa de măsurat :

$$Re\left\{\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2}\right\} = kR_x \; ; \; \text{Im}\left\{\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2}\right\} = k\underline{Z}_x.$$

Dacă se măsoară componentele unei admitanţe $\underline{Y}_x$, este indicată utilizarea raportului $\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$;

$$\text{Re}\left\{\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right\} = k'G_x \; ; \; \text{Im}\left\{\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}\right\} = k'B_x.$$

Pentru măsurarea lui $R_x$ şi $X_x$ se determină, deci, componentele tensiunii $U_1$, în fază şi în cuadratură cu $\underline{U}_2$ (comutatorul $K$ fiind pe poziţia *1*), iar pentru măsurarea lui $G_x$ şi $B_x$ se determină componentele tensiunii $\underline{U}_2$, în fază şi în cuadratură cu $\underline{U}_1$ (comutatorul $K$ fiind pe poziţia *2*). În acest scop se utilizează un detector sincron, urmat de voltmetrul digital. Generatorul cu 4 faze generează un semnal (selectat din patru semnale defazate fiecare cu 90°, 180°, 270°, 360° faţă de referinţa $U_1$ sau $U_2$) pentru detectorul sincron. Conversia analog-digitală (prin metoda integrării cu dublă pantă) se realizează cu un integrator şi un comparator ; numărul de impulsuri (la frecvenţa de 31 kHz) acumulate pe perioada pantei de descărcare a condensatorului sînt numărate într-un registru al microprocesorului.

Microprocesorul are o arhitectură în paralel pentru a realiza o viteză de prelucrare mare, dar fără posibilităţi mari de calcul ; operaţiile aritmetice se realizează simplu prin creşterea şi scăderea numerelor depuse în registre.

În ROM sînt înscrise toate programele de funcţionare (rutina de măsurare, rutina de autoverificare, rutina programului de comparare cu o valoare impusă sau cu un domeniu, rutina de intrare-ieşire prin interfaţă etc.).

**Voltmetrul 3455A** (Hewlett-Packard) este un aparat de înaltă rezoluţie (0,1 μV) şi de mare precizie, cu posibilitate de selectare automată a gamei de măsurare : $U_{cc} = (0{,}1 \ldots 1\,000)$V, $U_{ca} = (1 \ldots 1\,000)$V, $R = 100\ \Omega \ldots$ $\ldots 10\ \text{M}\Omega$, realizat conform schemei funcţionale din figura 29.3.

Deoarece intrarea în aparat este flotantă, există un cuplaj optoelectronic între cele două secţiuni, adică între secţiunea de intrare (ecranată) şi secţiunea de ieşire. În acest fel ieşirea poate fi conectată la masă, în timp ce la intrare se aplică tensiuni ce se pot ridica faţă de masă la cîteva sute de volţi.

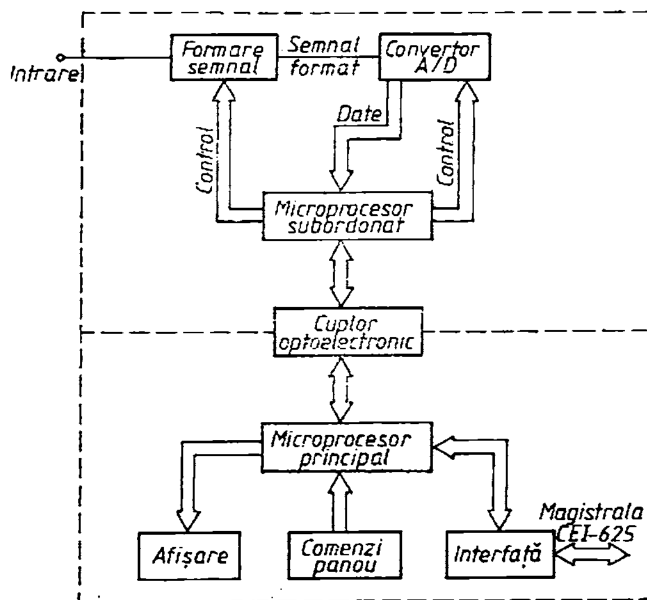



**Fig. 29.3. Schema funcțională a voltmetrului 3455A-HP.**

Aparatul folosește două microprocesoare, unul principal pentru comanda operațiilor fundamentale, al doilea — subordonat — pentru autoetalonare, alegerea gamei de măsurare și conversia analog-digitală.

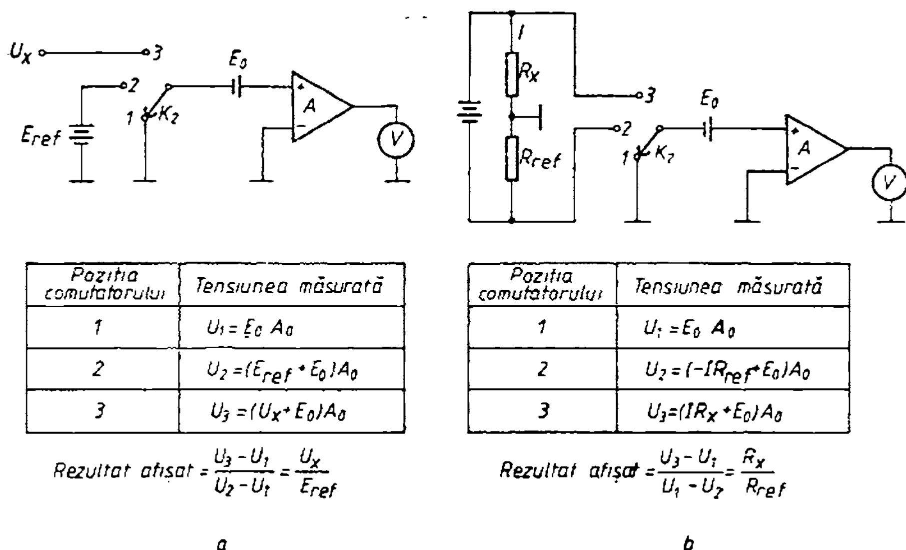
Microprocesorul principal, aflat sub control local (de la panoul frontal) sau sub control de la distanță (prin intermediul unei interfețe CEI-625), stabilește viitoarea operație de efectuat, transferă informația de comandă microprocesorului subordonat, realizează legăturile de control și informaționale cu magistrala CEI-625, efectuează calcule cu datele primite de la microprocesorul subordonat și comandă afișarea rezultatelor.

Capabilitățile introduse de microprocesor sînt: efectuarea unor calcule aritmetice, autoetalonarea în timp real, autoverificarea funcționării corecte și diagnosticarea defectului, posibilitatea de a fi programat din exterior (prin interfață).

Posibilitățile de calcul aritmetic se reduc la două funcții matematice:

*a)* Eroarea în procente $[(X - Y)/Y] \times 100$, unde $X$ este mărimea electrică curentă măsurată și $Y$ este un număr ales de utilizator și introdus (memorat) în aparat. Această funcțiune este utilă în evaluarea unor abateri, cum ar fi de exemplu abaterea unei rezistențe sau a tensiunii unei diode Zener față de valoarea fixată ($Y$).

*b)* Înmulțirea $(X - Z)/Y$, unde $X$ este mărimea electrică curentă măsurată, $Y$ și $Z$ sînt mărimi introduse (și memorate) în aparat de utilizator; pentru $Z = 0$ rezultă împărțire, pentru $Y = 1$ rezultă adunare sau scădere. Această funcțiune poate fi utilizată pentru convertirea (și afișarea) în unități fizice a unor mărimi neelectrice măsurate electric. De exemplu, măsurarea unei temperaturi cu o termorezistență, unde $Z$ este valoarea termorezistenței la 0°C și $Y$ este factorul de conversie (kΩ/°C); deci pentru mărimea de intrare-rezistență măsurată ($X$) aparatul afișează temperatura.




| Poziția comutatorului | Tensiunea măsurată |
|---|---|
| 1 | $U_1 = E_0 A_0$ |
| 2 | $U_2 = (E_{ref} + E_0)A_0$ |
| 3 | $U_3 = (U_x + E_0)A_0$ |

Rezultat afișat $= \dfrac{U_3 - U_1}{U_2 - U_1} = \dfrac{U_x}{E_{ref}}$

| Poziția comutatorului | Tensiunea măsurată |
|---|---|
| 1 | $U_1 = E_0 A_0$ |
| 2 | $U_2 = (-IR_{ref} + E_0)A_0$ |
| 3 | $U_3 = (IR_x + E_0)A_0$ |

Rezultat afișat $= \dfrac{U_3 - U_1}{U_1 - U_2} = \dfrac{R_x}{R_{ref}}$

**Fig. 29.4.** Metoda de autoetalonare la măsurarea tensiunilor *(a)* și a rezistențelor *(b)*, implementată la voltmetrul 3455A-HP.

Autoetalonarea în timp real pentru eliminarea tensiunii de decalaj $E_0$ și a erorii de amplificare $A_0$ se realizează conform figurii 29.4. Intrarea se conectează, prin intermediul unui comutator $K_2$ cu trei poziții, la masă, pe o sursă de tensiune de referință $E_{ref}$ și pe tensiunea de măsurat $U_x$. Microprocesorul comandă succesiunea pozițiilor comutatorului, memorarea rezultatelor din cele trei etape ale operației de autoetalonare și desfășurarea calculelor conform relațiilor indicate. Microprocesorul poate realiza, prin program, etalonarea pentru fiecare măsurare, dar viteza de măsurare scade de trei ori față de măsurarea efectuată fără etalonare.

**Osciloscopul 7854 (Tektronix) de 400 MHz** reprezintă o îmbinare reușită între tehnica clasică de reprezentare analogică a semnalelor și tehnica modernă de prelucrare digitală cu ajutorul microcalculatorului.

Schema osciloscopului este dată în figura 29.5. Se deosebesc trei părți funcționale distincte : partea analogică, partea digitală și partea de procesare.

Aparatul are trei moduri de lucru : reprezentarea directă a semnalelor de intrare, reprezentarea memorată a semnalelor și reprezentarea combinată, atît directă cît și memorată a semnalelor. Partea analogică asigură reprezentarea simultană a patru semnale distincte de intrare. Ea se aseamănă cu schema clasică a unui osciloscop. Reprezentarea simultană a semnalelor este posibilă datorită multiplexoarelor folosite, atît pentru deflexia pe orizontală cît și pentru deflexia pe verticală. Amplificatoarele de deflexie pe verticală și orizontală asigură atît aplicarea directă a semnalelor de intrare pe plăcile de deflexie ale tubului catodic, cît și aplicarea semnalelor memorate.

Partea digitală servește la conversia analog-digitală și digital-analogică a semnalelor, necesară pentru memorarea, prelucrarea și reprezentarea acestora. Această conversie se face sub controlul microprocesorului și cu ajutorul unei memorii de control cu acces direct, unde se găsește memorat modul de conversie a semnalelor (nivele de eșantionare, frecvență de eșantionare).

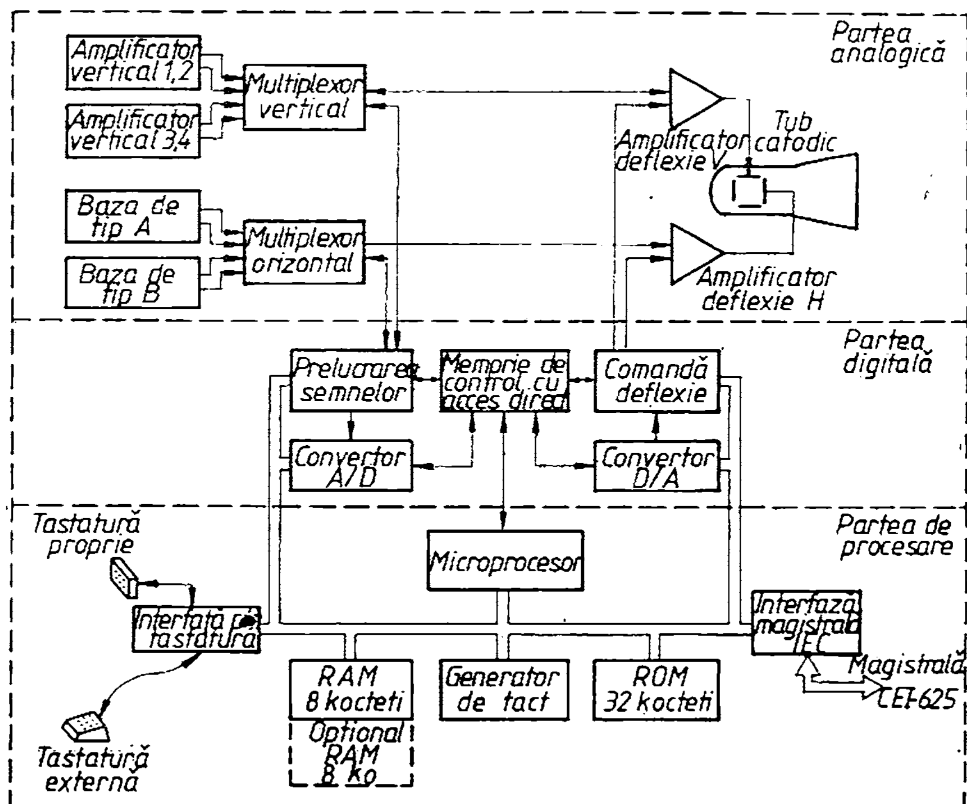



Fig. 29.5. Schema funcțională a osciloscopului 7854-Tektronix.

Pentru conversia analog-digitală semnalele multiplexate sînt aplicate unui etaj de prelucrare a semnalelor care împreună cu convertorul *A/D* realizează digitalizarea informației. La reprezentarea semnalelor memorate și/sau prelucrate se folosește un convertor digital-analogic și un circuit de comandă pentru deflexia verticală și orizontală. De aici semnalele sînt aplicate amplificatoarelor de deflexie *H* și *V*.

În partea de procesare deosebim următoarele elemente componente: microprocesorul ca element de bază pentru efectuarea diferitelor prelucrări ale semnalelor; generatorul de tact pentru desfășurarea în timp a acestor operații. În memoria de citire (ROM) de 32 kocteți se găsesc memorate funcțiile ce pot fi îndeplinite. Memoria cu acces aleatoriu (RAM) de 8 kocteți se folosește la stocarea temporară a informației. Această memorie poate fi extinsă după necesități cu încă 8 kocteți. Interfața standardizată a magistralei, ce îndeplinește cerințele CEI-625 (IEEE 488), permite memorarea externă a informațiilor precum și funcționarea aparatului în cadrul unui sistem de măsurare sub controlul unui calculator extern.

Memorarea semnalelor se face în memoria de citire-scriere (RAM) după ce în prealabil s-a efectuat conversia analog-digitală. De remarcat este faptul că se face atît conversia nivelului semnalului cît și a coordonatei orizontale. Coordonata orizontală este folosită ca adresă, iar nivelul digitalizat al semnalului ca informație la această adresă. Pentru vizualizarea semnalelor memo-

rate se recompun adresa și informația din adresă, iar după conversia digital-analogică prin circuitul de comandă a deflexiei se reprezintă semnalele pe ecran.

Alegerea diferitelor funcțiuni de prelucrare sau memorare a semnalelor se face cu ajutorul a două tastaturi, una pe panoul frontal al osciloscopului pentru funcțiile principale, iar alta externă pentru celelalte funcții. Interconectarea la magistrala microprocesorului se face cu ajutorul unei interfețe.

Principalele funcții ce se pot executa sînt :

— Calculul unor parametri ai semnalului : aria de sub semnal ; timpul de întîrziere ; energia semnalului ; timpul de cădere (90%, 10%) al unui impuls ; frecvența semnalului ; valoarea maximă ; media aritmetică ; media geometrică ; valoarea minimă ; perioada ; valoarea vîrf la vîrf ; timpul de creștere al unui impuls (10%, 90%) ; valoarea efectivă ; lățimea impulsului (50%).

— Memorarea de date : citirea (memorarea) unei constante ; citirea (memorarea) unui punct al semnalului ; citirea (memorarea) unui semnal.

— Funcții asupra semnalelor : diferențierea ; integrarea ; interpolarea liniară ; filtrarea digitală trece-jos.

— Funcții aritmetice ce se pot aplica constantelor și semnalelor : scăderea ; adunarea ; înmulțirea ; valoarea absolută ; logaritmul natural ; rădăcina pătrată.

Pe lîngă mărirea preciziei de măsurare prin prelucrarea digitală a semnalelor, acest osciloscop asigură multiple posibilități de reprezentare :

— funcționarea ca osciloscop analogic convențional ;

— memorarea digitală a semnalelor ;

— reprezentarea simultană a opt semnale memorate digital împreună cu afișarea informației despre semnale ;

— reprezentarea simultană de semnale analogice și digitale ;

— prezentarea pe ecran a programului ;

— reprezentarea unei cantități mari de date cu ajutorul histogramei.

Datorită construcției sale speciale acest osciloscop poate fi folosit în diferite aplicații speciale, cum ar fi memorarea proceselor lente și singulare, reprezentarea și prelucrarea mărimilor neelectrice, reprezentarea $X-Y$ a unui semnal în funcție de alt semnal, reprezentarea logaritmică sau exponențială, efectuarea de măsurări statistice.

În figura 29.6 se dă un exemplu de reprezentare și prelucrare a unor mărimi neelectrice : accelerația unui corp obținută cu ajutorul unui traductor și afișată pe ecran (curba de jos). Două integrări succesive ale acestui semnal reprezintă viteza, respectiv drumul parcurs în funcție de timp.

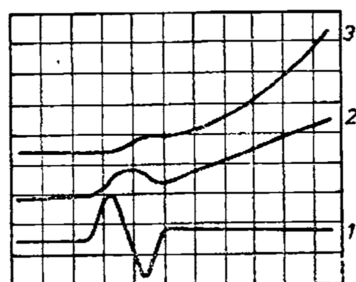



Fig. 29.6. Reprezentarea pe ecran a unor semnale : 1 — accelerația; 2 — viteza; 3 — drumul parcurs.

## 29.3. SISTEME AUTOMATE DE MĂSURARE CU APARATURĂ PROGRAMABILĂ

Dezvoltarea tehnicilor digitale de măsurare, încorporarea microprocesoarelor în structura aparatelor, a făcut posibilă realizarea unor sisteme automate de măsurare. Costul relativ ridicat al unui sistem a impus necesitatea standardizării interfeţelor aparatelor componente şi a magistralelor pentru interconectarea acestora. Se asigură astfel compatibilitatea componentelor chiar cu funcţiuni diferite şi provenind de la diverşi furnizori.

Interconectarea şi dialogul subansamblurilor unui sistem automat de măsurare a impus efectuarea controlului său de către un mini sau microcalculator. Arhitectura primei generaţii de sisteme automate de măsurare era organizată în jurul calculatorului, astfel încît toată circulaţia de informaţii şi date a fost adaptată specificului calculatorului. Au apărut astfel sistemele de tip CAMAC, elaborate în cadrul Euratomului, care au fost concepute iniţial pentru tehnica nucleară, fiind utilizate apoi şi în alte ramuri ale ştiinţei şi tehnicii. La aceste sisteme din prima generaţie, dialogul există doar între calculator şi fiecare dintre celelalte componente de sistem, întregul schimb de informaţii fiind guvernat de către calculator prin intermediul unei unităţi de schimburi multiple, denumită „controler".

Sistemul CAMAC are dezavantajul unui trafic exagerat de informaţii pe magistrală, ceea ce în ultimă instanţă duce la „sufocarea" calculatorului şi la limitarea numărului de componente de sistem (periferice) ce pot fi controlate în timp real. Pe de altă parte, aceste periferice lucrînd sub controlul exclusiv al calculatorului au o funcţionalitate redusă, ceea ce raportat la scara întregului sistem nu permite decît o flexibilitate limitată.

A doua generaţie de sisteme automate de măsurare a eliminat aceste dezavantaje majore prin distribuirea „capacităţii de prelucrare" a semnalelor măsurate între diferitele componente ale sistemului. Astfel, componentele au devenit aparate de măsurat de sine stătătoare (putînd lucra şi în afara sistemului), crescînd flexibilitatea sistemului. Pe de altă parte, s-a redus esenţial volumul traficului pe magistrale, îmbunătăţindu-se performanţele de timp real. Interfaţa reprezentativă pentru această generaţie este „HP-IB" care a fost preluată, îmbunătăţită şi adaptată unor exigenţe internaţionale de către IEEE (publicat sub standardul IEEE-488) şi de către Comisia Electrotehnică Internaţională (CEI-Bus 625).

## 29.4. STRUCTURA UNUI SISTEM DE MĂSURARE

Standardul CEI-625 a fost conceput pentru a se putea realiza configuraţii de sisteme cu maximum 15 aparate de măsurare (în configuraţii cu extindere acest număr este mult mai mare, teoretic pînă la 961), conectate la o magistrală cu o lungime maximă de 20 m (cu posibilitatea extinderii prin terminal serie pînă la 1 000 m sau prin modem pentru distanţe mai mari), cu o capacitate de transfer a informaţiei de cel mult 1 Moctet/s. Documentul de standard cuprinde 4 tipuri de specificaţii :

— Specificaţiile mecanice definesc conectorii, cablurile şi topologia reţelei de aparate.

— Specificaţiile electrice definesc pentru interfaţă nivelurile limită de curent şi de tensiune (niveluri compatibile TTL ; nivel de zero logic, coborît L, de 0...0,4 V ; nivel de unu logic, ridicat H, de +2.5—5 V).

— Specificațiile funcționale definesc precis scopul și utilizarea fiecărei linii fizice din magistrală, serviciul de protocol și restricțiile de temporizare în transmiterea mesajelor între aparate.

— Specificațiile operaționale definesc modul cum aparatele utilizează interfața prin intermediul programelor, rutina de diagnostic, coduri unice pentru programarea funcționării aparatelor etc., dar într-o manieră foarte generală pentru a nu se limita posibilitățile proiectantului aparatului.

Structura unui sistem conform standardului CEI-625 este reprezentată în figura 29.7. Aparatele componente asamblate în sistem pot fi : aparate

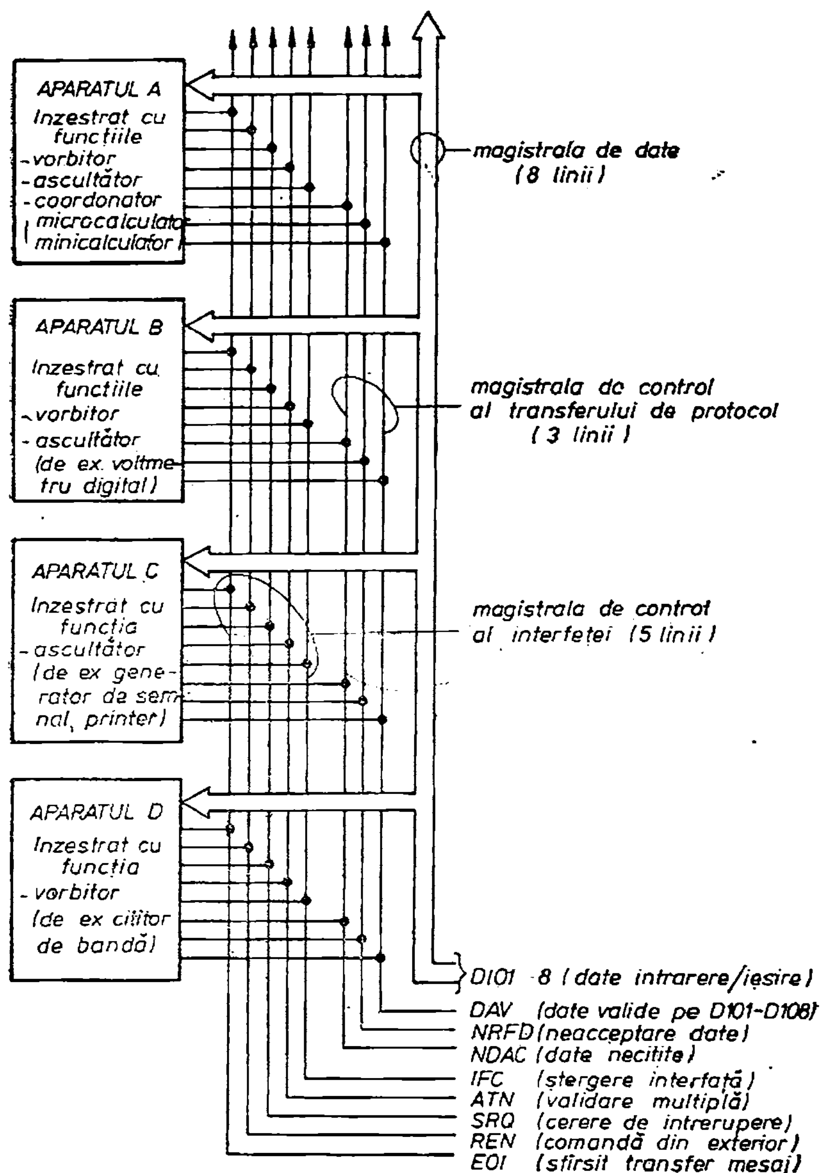



Fig. 29.7. Structura unui sistem automat conform standardului CEI-625.

de măsurare (multimetre digitale, wattmetre, numărătoare, frecvenţmetre, voltmetre digitale, analizoare de spectru, transferometre, filtre programabile, analizoare logice etc.), generatoare (sintetizoare de frecvenţă, generatoare de cuvinte, generatoare de funcţii, generatoare de tact, ceasuri etc.), dispozitive de memorare (discuri, dischete, benzi magnetice, perforatoare, RAM, ROM, programatoare ROM etc.), dispozitive de afişare (înregistratoare $X-Y$, imprimantă, afişaj cu LED, osciloscoape etc.), echipamente de calcul (microcalculatoare, minicalculatoare), dispozitive terminale (blocuri de relee, subsisteme de control, surse de tensiune programabile, convertoare $A/D$ şi $D/A$, echipamente de transmisie la distanţă etc.).

Fiecărui aparat, în momentul asamblării sistemului, i se repartizează (cu ajutorul a cinci comutatoare fixate pe panoul din spate) o adresă formată dintr-un cuvînt de 5 biţi (deci maximum 31 de adrese). Mesajele transmise între aparate prin intermediul interfeţelor proprii pe magistrală sînt şiruri de unu sau mai mulţi biţi (8 biţi). La magistrala sistemului se cuplează aparate avînd trei funcţii : de vorbire*, de ascultare, de control. În contextul sistemului, rolul de (aparat) vorbitor (sau — mai general — aparat sursă) implică transmiterea de mesaje pe magistrală către celelalte aparate. Similar, rolul de (aparat) ascultător (sau — mai general — aparat acceptor) implică recepţia de mesaje de pe magistrală. În plus, în sistem mai este necesar un aparat coordonator care indică prin adresare care aparat să aibă, la un moment dat, funcţia de vorbitor şi care aparate să aibă funcţia de ascultător, asigurînd totodată o procesare şi o ordine în realizarea schimbului de mesaje. Un aparat poate îndeplini una, două sau chiar trei funcţiuni (coordonator). În general, la magistrală se cuplează un singur coordonator. Simultan poate fi activat doar un singur vorbitor, putînd asculta mai mulţi ascultători.

De exemplu, aşa cum se vede în figura 29.7 microcalculatorul „ascultă", „vorbeşte" şi „comandă", un voltmetru digital programabil „ascultă" şi „vorbeşte", o imprimantă numai „ascultă", iar un cititor de bandă „vorbeşte" doar.

Transferul de informaţie în sistem se face prin intermediul magistralei, care atît fizic cît şi funcţional poate fi partiţionată în : magistrala de date, magistrala de control al transferului (de protocol), magistrala de control al interfeţei. Pe magistrala de protocol şi pe cea de control al interfeţei, în scopul asigurării unei imunităţi ridicate la zgomot, toate semnalele sînt active în starea $L$.

Magistrala de date prin cele 8 linii serveşte pentru transferul mesajelor sub forma octet — serie bit paralel. Un mesaj poate reprezenta : adresa unui aparat, comenzile generale pentru interfeţele aparatelor (comenzi de adresare a vorbitorului, de adresare a ascultătorului, comenzi de deadresare etc.), instrucţiunile de programare pentru un aparat, datele de măsurare şi cele calculate.

Magistrala de control al transferului asigură prin procesul de protocol (în mod asincron) transmiterea şi recepţia mesajelor pe magistrala de date DIO1-DIO8. Protocolul este asigurat prin trei linii de semnale.

Magistrala de control al interfeţei prin cele cinci linii asigură semnale de comandă, pentru a realiza o anumită configuraţie a participării aparatelor la convorbire şi apoi o direcţionalizare a transferului de mesaje în configuraţia realizată.

---

* Pentru descrierea funcţionării sistemului s-a împrumutat terminologia adecvată din convorbirea între persoane, cum ar fi : vorbitor, ascultător.

## 29.5. REALIZAREA SISTEMELOR DE MĂSURARE

Opțiunea pentru un proiect de sistem de măsurare cu aparatură programabilă trebuie luată numai după o analiză critică a corelației dintre performanțe și cost. Odată adoptată varianta de măsurare cu un sistem de aparatură programabilă, implementarea acestuia necesită următoarele etape: definirea corectă și exactă a temei proiectului; alegerea aparatului coordonator; realizarea funcțiilor de interfațare; asamblarea sistemului; elaborarea și implementarea softului.

Deoarece performanțele sistemului vor fi evaluate după rezultatele măsurărilor, este normal ca obiectivele conținute în tema de proiectare să fie exprimate în termeni legați de aceste rezultate.

Alegerea aparatelor componente rezultă implicit din necesitățile de măsurare din sistem. Uneori s-ar putea ca un aparat să satisfacă cerințele mecanice, electrice și funcționale ale standardului CEI-625, dar să nu aibă compatibilitate operațională în special cu coordonatorul sau cu celelalte aparate, deci neputînd fi asamblat în sistem. Această incompatibilitate operațională poate rezulta din faptul că setul de instrucțiuni de programare a funcționării sau formatul (codul) de ieșire al datelor nu pot fi recunoscute de sistem.

Alegerea aparatului coordonator al sistemului nu trebuie neapărat să ducă la un sistem de calcul. Capabilitățile cerute aparatului coordonator sînt determinate de nivelul de complexitate al sistemului. Cel mai simplu sistem este format numai din două aparate, de exemplu un aparat de măsurare (voltmetru digital, frecvențmetru, punte RLC etc.) ale cărui date de ieșire sînt trimise la un aparat de înregistrare (imprimantă sau înregistrator). Aparatul de măsurare funcționează numai în regim „vorbitor“ iar înregistratorul în regim de „ascultare“. În acest sistem nu există separat aparat coordonator, această funcție fiind îndeplinită de către aparatul de măsurare, a cărui funcționare se fixează manual de pe panou. Aparatul ascultător (fixat tot de la panoul propriu) acceptă date, fără a mai fi adresat, ori de cîte ori le generează vorbitorul.

Nivelul următor de complexitate ar consta dintr-un sistem în care există mai multe aparate în funcționare „numai vorbitor“ și un singur aparat, de exemplu un înregistrator, în funcționare „numai ascultător“. În acest sistem, rolul de coordonator îl poate îndeplini un comutator automat (multiplexor), care conectează secvențial vorbitorii direct la ascultător. În cele două sisteme relativ simple, funcționarea se fixează manual de la panourile proprii, deci nu este nevoie de program implementat.

Se poate obține un sistem superior ca performanțe, dacă în cel prezentat anterior se înlocuiește multiplexorul cu un aparat coordonator, care să poată adresa aparatele în funcția de vorbitor sau ascultător și să poată trimite instrucțiuni de programare, cum ar fi de exemplu un cititor de bandă sau de cartele.

Nivelul cel mai ridicat de complexitate, care permite comanda sistemului prin implementare de software, este cel în care rolul de aparat coordonator este realizat de un sistem de calcul. Opțiunea pentru sistem, între un microcalculator, minicalculator sau un mare calculator, se face în funcție de necesitățile de procesare și stocare de date. În general, pentru necesitățile inginerești de măsurare, testare sau achiziționare de date se recomandă un micro sau minicalculator. Evident, un calculator mare permite stocarea unui volum mare de date achiziționate on line, oferă totodată o mare flexibilitate în implementarea de soft și cu posibilitatea utilizării unui limbaj de nivel ridicat.

## PRINCIPALELE UNITĂŢI DE MĂSURĂ DERIVATE ŞI ALTE UNITĂŢI DE MĂSURĂ LEGALE

| Nr. | Mărimea | Denumirea | Simbolul |
|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 |
| | *a) Principalele unităţi de măsură derivate* | | |
| 1 | Arie | metru pătrat | $m^2$ |
| 2 | Volum | metru cub | $m^3$ |
| 3 | Viteză | metru pe secundă | m/s |
| 4 | Acceleraţie | metru pe secundă la pătrat | $m/s^2$ |
| 5 | Viteză unghiulară | radian pe secundă | rad/s |
| 6 | Acceleraţie unghiulară | radian pe secundă la pătrat | $rad/s^2$ |
| 7 | Număr de undă | unu pe metru | 1/m |
| 8 | Frecvenţă | hertz | Hz |
| 9 | Densitate, masă volumică | kilogram pe metru cub | $kg/m^3$ |
| 10 | Forţă | newton | N |
| 11 | Presiune, tensiune mecanică | pascal | Pa |
| 12 | Viscozitate dinamică | pascal-secundă | Pa·s |
| 13 | Viscozitate cinematică | metru pătrat pe secundă | $m^2/s$ |
| 14 | Lucru mecanic, energie | joule | J |
| 15 | Putere | watt | W |
| 16 | Cantitate de electricitate | coulomb | C |
| 17 | Tensiune electrică, diferenţă de potenţial, tensiune electromotoare | volt | V |
| 18 | Intensitatea cîmpului electric | volt pe metru | V/m |
| 19 | Rezistenţă electrică | ohm | Ω |
| 20 | Conductanţă electrică | siemens | S |
| 21 | Capacitate electrică | farad | F |
| 22 | Tensiune magnetică, tensiune magnetomotoare | amper | A |
| 23 | Intensitatea cîmpului magnetic | amper pe metru | A/m |
| 24 | Fluxul inducţiei magnetice | weber | Wb |
| 25 | Inducţie magnetică | tesla | T |
| 26 | Inductanţă | henry | H |
| 27 | Cantitate de căldură | joule | J |
| 28 | Entropie | joule pe kelvin | J/K |
| 29 | Căldură masică | joule pe kilogram-kelvin | J/(kg·K) |
| 30 | Conductivitate termică | watt pe metru-kelvin | W(m·K) |
| 31 | Intensitate energetică | watt pe steradian | W/sr |
| 32 | Flux luminos | lumen | lm |
| 33 | Luminanţă | candelă pe metru pătrat | $cd/m^2$ |
| 34 | Iluminare | lux | lx |
| 35 | Activitate (a unei surse radioactive) | becquerel | Bq |
| | *b) Alte unităţi de măsură legale, multipli şi submultipli, de largă utilizare în Republica Socialistă România* | | |
| 36 | Lungime | kilometru | km |
| | | decimetru | dm |
| | | centimetru | cm |
| | | milimetru | mm |
| | | micrometru | µm |
| | | milă marină | — |

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| 37 | Arie | kilometru pătrat | $km^2$ |
| | | hectar | ha |
| | | ar | a |
| | | decimetru pătrat | $dm^2$ |
| | | centimetru pătrat | $cm^2$ |
| | | milimetru pătrat | $mm^2$ |
| 38 | Volum | decimetru cub | $dm^3$ |
| | | centimetru cub | $cm^3$ |
| | | milimetru cub | $mm^3$ |
| | | litru | l |
| | | kilolitru | kl |
| | | hectolitru | hl |
| | | decalitru | dal |
| | | decilitru | dl |
| | | centilitru | cl |
| | | mililitru | ml |
| 39 | Unghi plan | grad sexagesimal | ° |
| | | minut sexagesimal | ′ |
| | | secundă sexagesimală | ″ |
| 40 | Timp | minut | min |
| | | oră | h |
| | | zi | d |
| 41 | Viteză | kilometru pe oră | km/h |
| 42 | Frecvență | nod | — |
| | | kilohertz | kHz |
| | | megahertz | MHz |
| | | gigahertz | GHz |
| 43 | Turație, frecvență de rotație | rotație pe secundă | rot/s |
| | | rotație pe minut | rot/min |
| 44 | Masă | gram | g |
| | | miligram | mg |
| | | tonă | t |
| | | carat metric | - |
| 45 | Densitate | kilogram pe decimetru cub | $kg/dm^3$ |
| | | gram pe centimetru cub | $g/cm^3$ |
| 46 | Forță | meganewton | MN |
| | | kilonewton | kN |
| | | kilogram forță | kgf |
| | | tonă forță | tf |
| 47 | Presiune | bar | bar |
| | | kilogram forță pe centimetru pătrat | $kgf/cm^2$ |
| | | atmosferă tehnică | at |
| | | atmosferă normală | atm |
| | | milimetru coloană de apă | mm $H_2O$ |
| | | milimetru coloană de mercur | mm Hg |
| | | mercur torr | Torr |
| 48 | Rezistență (sau tensiune) mecanică | newton pe milimetru pătrat | $N/mm^2$ |
| | | kilogram forță pe milimetru pătrat | $kgf/mm^2$ |
| 49 | Putere | gigawatt | GW |
| | | megawatt | MW |
| | | kilowatt | kW |
| | | miliwatt | mW |
| | | microwatt | µW |
| | | cal putere | CP |

| 1 | 2 | 3 | 4 |
|---|---|---|---|
| 50 | Energie | gigawatt-oră | GWh |
| | | megawatt-oră | MWh |
| | | kilowatt-oră | kWh |
| | | electronvolt | eV |
| | | calorie | cal |
| | | megacalorie | Mcal |
| | | gigacalorie | Gcal |
| 51 | Temperatură Celsius | grad Celsius | °C |
| 52 | Intensitatea curentului electric | kiloamper | kA |
| | | miliamper | mA |
| | | microamper | μA |
| 53 | Cantitate de electricitate | amper-oră | Ah |
| 54 | Tensiune electrică, diferență de potențial, tensiune electromotoare | kilovolt | kV |
| | | milivolt | mV |
| | | microvolt | μV |
| 55 | Rezistență electrică | megaohm | MΩ |
| | | kiloohm | kΩ |
| 56 | Capacitate | microfarad | μF |
| | | nanofarad | nF |
| | | picofarad | pF |
| 57 | Nivel de putere acustică | decibel | dB |
| 58 | Convergență | dioptrie | — |

## SEMNE CONVENȚIONALE UTILIZATE ÎN SCHEMELE DE MĂSURARE

| Semnul convențional | Semnificația |
|---|---|
| 1 | 2 |
| — | curent continuu |
| ~ | curent alternativ |
| $\overline{\sim}$ | curent continuu și alternativ |
| 3 ~ 50 Hz | curent alternativ trifazat, 50 Hz |
| 3N ~ 50 Hz | curent alternativ trifazat cu fir neutru, 50 Hz |
| Z | impedanță |
| R | rezistență ohmică (fără reactanță) |
| R | șunt |
| R | rezistență variabilă ; simbol general |
| R | rezistență cu variație continuă |
| R | rezistență variabilă cu trepte, cu prize |
| R | rezistență variabilă cu contact mobil ; simbol general |
| R | rezistență cu variație intrinsecă neliniară |
| R -t° | rezistență cu coeficient de temperatură negativ (termistor) |
|  | inductanță |

| 1 | 2 |
|---|---|
| | inductanță cu miez feromagnetic |
| | condensator ; simbol general |
| | pilă electrică sau acumulator ; notă : linia lungă reprezintă polul pozitiv |
| | întreruptor monopolar |
| | siguranță fuzibilă |
| | autotransformator ; simbol general |
| | transformator de curent ; simbol general |
| | transformator de tensiune monofazat ; simbol general |
| | aparat indicator sau aparat de măsurat indicator ; simbol general |
| V | voltmetru indicator |

*ANEXA II* **(continuare)**

| 1 | 2 |
|---|---|
| A | ampermetru indicator |
| | aparat de măsurat indicator cu „0“ la mijloc ; simbol general |
| | aparat înregistrator ; simbol general |
| A | ampermetru înregistrator |
| V | voltmetru înregistrator |
| W | wattmetru înregistrator |

# A.3. ANALIZA MIŞCĂRII DISPOZITIVULUI MOBIL AL INSTRUMENTELOR DE MĂSURARE

## A.3.1. Mişcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu sub acţiunea unui cuplu activ constant

**A.3.1.1. Mişcarea dispozitivului mobil în regim forţat.** Regimul de mişcare impus de existenţa unui cuplu activ $M_a$ se numeşte forţat şi corespunde (în regim tranzitoriu) conectării instrumentului în circuit.

Mişcarea în regim forţat este descrisă de soluţia ecuaţiei generale (5.10):

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_a. \quad (M_a = \text{const.}). \tag{A.3.1}$$

Soluţia generală a ecuaţiei este de forma:

$$\alpha = \alpha_p + \alpha_l. \tag{A.3.2}$$

Soluţia particulară $\alpha_l$ este cea care corespunde regimului permanent $\left(\frac{d\alpha}{dt} = 0, \alpha_p = \text{const.}\right)$, rezultînd:

$$\alpha_p = \frac{M_a}{D}. \tag{A.3.3}$$

Soluţia de regim liber (tranzitoriu) $\alpha_l$ se determină rezolvînd ecuaţia omogenă (fără membrul doi):

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = 0. \tag{A.3.4}$$

Ecuaţia caracteristică este:

$$Jr^2 + Ar + D = 0 \tag{A.3.5}$$

şi are rădăcinile:

$$r_{1,2} = -\frac{A}{2J} \pm \frac{\sqrt{A^2 - 4JD}}{2J}. \tag{A.3.6}$$

Notînd:

$$\beta = \frac{A}{2\sqrt{JD}} \tag{A.3.7}$$

şi

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{D}{J}}, \tag{A.3.8}$$

rădăcinile ecuaţiei caracteristice se exprimă prin relaţia

$$r_{1,2} = \omega_0(-\beta \pm \sqrt{\beta^2 - 1}), \tag{A.3.9}$$

în care intervin doi parametri importanţi ($\beta$ şi $\omega_0$) ai mişcării. Parametrul $\beta$ se numeşte *grad de amortizare*, iar $\omega_0$ reprezintă *pulsaţia proprie* a dispozitivului mobil. Atît $\beta$, cît şi $\omega_0$, depind numai de parametrii constructivi ai instrumentului de măsurare ($A$, $J$ şi $D$).

Soluția ecuației omogene și, totodată, caracterul mișcării dispozitivului mobil în regim tranzitoriu, depind de natura rădăcinilor ecuației caracteristice, respectiv de gradul de amortizare $\beta$. În funcție de valoarea lui $\beta$ se obțin următoarele cazuri:

$\beta < 1$ — regim subamortizat (mișcare oscilatorie amortizată);
$\beta = 1$ — regim de amortizare critică (mișcare aperiodică critică);
$\beta > 1$ — regim supraamortizat (mișcare aperiodică).

a. *Mișcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu subamortizat* ($\beta < 1$)

Pentru $\beta < 1$ rădăcinile ecuației caracteristice devin complexe:

$$r_{1,2} = \omega_0(-\beta \pm j\sqrt{1-\beta^2}). \tag{A.3.10}$$

Soluția ecuației omogene (A.1.4) este de forma:

$$\alpha_l = C_1 e^{r_1 t} + C_2 e^{r_2 t}, \tag{A.3.11}$$

sau, folosind relațiile lui Euler:

$$\alpha_l = Ce^{-\beta\omega_0 t}\sin(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\cdot t + \varphi), \tag{A.3.12}$$

unde $C$ și $\varphi$ sînt constante de integrare. Soluția generală a ecuației de mișcare (A.1.2) devine:

$$\alpha = \alpha_p + Ce^{-\beta\omega_0 t}\sin(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\cdot t + \varphi). \tag{A.3.13}$$

Constantele de integrare $C$ și $\varphi$ se determină impunînd condițiile inițiale corespunzătoare conectării instrumentului în circuit: în momentul conectării dispozitivul mobil pornește din zero fără viteză inițială, respectiv:

$$t = 0; \quad \alpha = 0; \quad \frac{d\alpha}{dt} = 0. \tag{A.3.14}$$

După efectuarea calculelor se obține:

$$C = -\frac{\alpha_p}{\sqrt{1-\beta^2}}; \qquad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}. \tag{A.3.15}$$

Înlocuind $C$ și $\varphi$ în (A.1.13) se obține soluția:

$$\alpha = \alpha_p - \alpha_p\frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}}\sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\,t + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right). \tag{A.3.16}$$

Din expresia soluției (A.3.16) rezultă că, în regim subamortizat, pe durata regimului tranzitoriu, dispozitivul mobil execută o mișcare oscilatorie amortizată în jurul deviației permanente $\alpha_p$ (fig. A.3.1) pe care o atinge după un anumit timp, numit timp de amortizare (de răspuns). Pulsația oscilațiilor $\omega$ și respectiv perioada $T$, depind de $\beta$:

$$\omega = \omega_0\sqrt{1-\beta^2}, \quad T = \frac{2\pi}{\omega_0\sqrt{1-\beta^2}}. \tag{A.3.17}$$

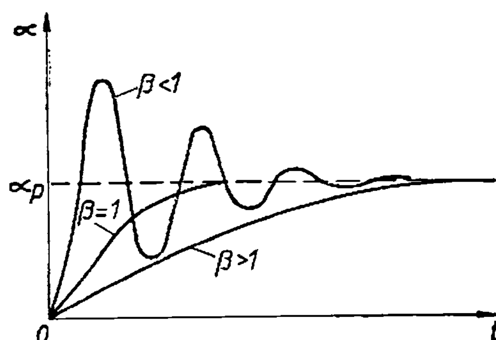



**Fig. A.3.1. Curbele $\alpha = f(t)$ în regim tranzitoriu la conectarea instrumentului în circuit (cazul $M_a$ = const. mișcare forțată).**

Se constată că $\omega_0 = \sqrt{\frac{D}{J}}$ reprezintă pulsația oscilațiilor neamortizate (pulsația proprie) corespunzătoare cazului $\beta = 0$. Pentru determinarea timpului de amortizare (răspuns) se admite că regimul tranzitoriu ia sfîrșit atunci cînd deviația finală $\alpha_p$ a fost atinsă cu o

anumită precizie, de regulă 1%. Înlocuind în (A.3.16) $\alpha_1 = 0{,}01\alpha_p$ și rezolvînd-o în raport cu timpul, se obține:

$$t_{am} \cong -\frac{\ln 0.01}{2\pi} \approx 0{,}75\frac{T_0}{\beta}, \tag{A.3.18}$$

unde $T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi\sqrt{\frac{J}{D}}$ este perioada proprie a dispozitivului mobil. Rezultă că durata regimului tranzitoriu depinde de gradul de amortizare $\beta$ fiind cu atît mai mare cu cît $\beta$ este mai mic.

b. *Mișcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu amortizat critic* ($\beta = 1$)

În cazul $\beta = 1$ rădăcinile ecuației caracteristice devin egale:

$$r = r_1 = r_2 = -\omega_0. \tag{A.3.19}$$

Soluția generală a ecuației ($\alpha = \alpha_p + \alpha_1$) este:

$$\alpha = \alpha_p + (C_1 + C_2 t)e^{-\omega_0 t}. \tag{A.3.20}$$

Din condițiile inițiale (A.3.14) rezultă constantele:

$$C_1 = -\alpha_p; \qquad C_2 = -\alpha_p \cdot \omega_0,$$

care, introduse în (A.3.20) conduc la soluția:

$$\alpha = \alpha_p - \alpha_p(1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}. \tag{A.3.21}$$

Din expresia soluției (A.3.21) se deduce că, în cazul amortizării critice, dispozitivul mobil atinge poziția finală printr-o singură mișcare (fără oscilații) după trecerea unui anumit timp de amortizare (v. fig. A.3.1). Efectuînd calculele timpul de amortizare rezultă:

$$t_{am} \sim T_0. \tag{A.3.22}$$

c. *Mișcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu supraamortizat* ($\beta > 1$).

În cazul $\beta > 1$ rădăcinile ecuației caracteristice se exprimă prin (A.3.9) iar soluția ecuației omogene prin (A.3.11). Procedînd ca și în primul caz (a) se ajunge la soluția:

$$\alpha = \alpha_p - \alpha_p \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \operatorname{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2 - 1}\cdot t + \operatorname{arcth}\frac{\sqrt{\beta^2 - 1}}{\beta}\right) \tag{A.3.23}$$

și la expresia timpului de amortizare:

$$t_{am} = 1{,}5\beta T_0. \tag{A.3.24}$$

Din (A.3.23) se constată că în regim supraamortizat mișcarea dispozitivului mobil este tot aperiodică, dar timpul de amortizare este mai îndelungat (funcție de $\beta$) decît în cazul regimului aperiodic critic (v. fig. A.3.1).

Comparînd cele trei regimuri de amortizare se constată că, din punct de vedere al timpului minim necesar stabilirii deviației permanente, cel mai avantajos este cazul regimului de amortizare critic ($\beta = 1$), pentru care deviația permanentă $\alpha_p$ se stabilește după trecerea unui timp egal cu perioada proprie.

Instrumentele indicatoare se construiesc totuși cu un grad de amortizare subunitar ($\beta = 0{,}6\ldots0{,}8$) pentru care dispozitivul mobil atinge deviația finală $\alpha_p$ după 1—2 oscilații, ceea ce permite învingerea frecării la sfîrșitul mișcării dispozitivului mobil, fără a crește sensibil timpul de amortizare (fig. A.3.2).

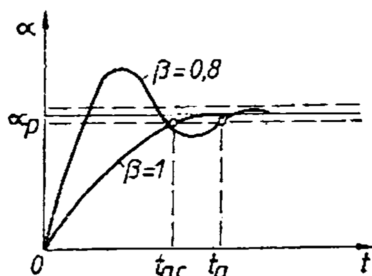



**Fig. A.3.2. Timpii de amortizare în cazurile $\beta = 1$ și $\beta = 0{,}8$.**

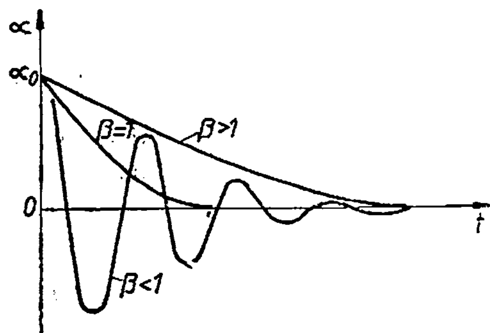



Fig. A.3.3. Curbele $\alpha = f(t)$ în regim tranzitoriu la deconectarea instrumentului din circuit (cazul $M_a = 0$, mişcare liberă).

A.3.1.2. **Mişcarea dispozitivului mobil în regim liber.** Un caz particular de mişcare a dispozitivului mobil se obţine la anularea cuplului activ ($M_a = 0$), corespunzînd deconectării instrumentului din circuit. În acest regim, denumit regim liber, dispozitivul mobil, aflat într-o poziţie iniţială $\alpha_0$, revine la poziţia de repaus ($\alpha_p = 0$) printr-o mişcare liberă. Caracterul mişcării libere depinde de gradul de amortizare $\beta$ şi este pus în evidenţă de soluţiile ecuaţiei diferenţiale omogene (A.3.4) în care constantele de integrare se determină din condiţiile iniţiale corespunzătoare regimului liber (dispozitivul mobil porneşte din poziţia iniţială $\alpha_0$ cu viteză nulă), respectiv:

$$t = 0\,; \quad \alpha = \alpha_0, \quad \frac{d\alpha}{dt} = 0. \tag{A.3.25}$$

Procedînd ca şi în cazul regimului forţat se obţin următoarele soluţii pentru regimul de mişcare liberă:

a. Regim tranzitoriu subamortizat ($\beta < 1$):

$$\alpha = \alpha_0 \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\cdot t + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right). \tag{A.3.26}$$

b. Regim tranzitoriu amortizat critic ($\beta = 1$):

$$\alpha = \alpha_0(1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}. \tag{A.3.27}$$

c. Regim tranzitoriu supraamortizat ($\beta > 1$):

$$\alpha = \alpha_0 \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2-1}} \operatorname{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2-1}\cdot t + \operatorname{arcth}\frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}\right). \tag{A.3.28}$$

Curbele $\alpha(t)$ corespunzătoare soluţiilor de regim liber sînt prezentate în figura A.3.3. Se observă că aceste curbe au aceeaşi evoluţie în timp ca şi cele corespunzătoare regimului forţat cu deosebirea că deviaţiile iniţială şi finală sînt inversate.

### A.3.2. Mişcarea dispozitivului mobil în regim permanent sub acţiunea unui cuplu activ cu variaţie periodică în timp

În cazul în care cuplul activ este variabil în timp ecuaţia generală de mişcare este de forma:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = m, \tag{A.3.29}$$

unde $m(t)$ — valoarea instantanee a cuplului activ.

A.3.2.1. **Mişcarea dispozitivului mobil în regim dinamic sub acţiunea unui cuplu activ cu variaţie sinusoidală în timp.** În acest caz cuplul activ instantaneu ($m$) este proporţional cu valoarea instantanee a mărimii sinusoidale de intrare $x = X_m \sin \omega t$:

$$m = M_m \sin \omega t, \qquad \text{cu } M_m = KX_m. \tag{A.3.30}$$

în care $M_m$, $X_m$ — amplitudinea cuplului activ, respectiv a mărimii de intrare. Ecuația de mișcare devine:

$$J\frac{d^2\alpha}{dt^2} + A\frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = M_m \sin \omega t. \qquad (A.3.31)$$

Soluția de regim permanent (care se stabilește după trecerea regimului tranzitoriu) va fi o soluție particulară a ecuației (A.3.31) de forma membrului drept:

$$\alpha = \alpha_m \sin(\omega t - \varphi). \qquad (A.3.32)$$

Amplitudinea deviației $\alpha_m$ și defazajul $\varphi$ în raport cu cuplul activ se determină introducînd în ecuația mișcării (A.3.29) valorile instantanee complexe:

$$\underline{m} = M_m e^{j\omega t}, \ \underline{\alpha} = \alpha_m e^{j(\omega t - \varphi)}. \qquad (A.3.33)$$

După înlocuirile corespunzătoare se obține:

$$-\omega^2\underline{\alpha} + j\omega A\underline{\alpha} + D\underline{\alpha} = \underline{m} \qquad (A.3.34)$$

sau:

$$\underline{\alpha}\underline{P} = \underline{m}, \qquad (A.3.35)$$

unde:

$$\underline{P} = D - J\omega^2 + j\omega A. \qquad (A.3.36)$$

Din (A.3.36) și (A.3.35) rezultă amplitudinea (modulul) și faza deviației (A.3.32):

$$\alpha_m = \frac{M_m}{\sqrt{(D - J\omega^2)^2 + \omega^2 A^2}}; \qquad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{\omega A}{D - J\omega^2}. \qquad (A.3.37)$$

Dacă se introduc notațiile:

$\beta = \frac{A}{2\sqrt{JD}}$ — gradul de amortizare; $\omega_0 = \sqrt{\frac{D}{J}}$ — pulsația proprie;

$\lambda = \frac{f}{f_0} = \frac{\omega}{\omega_0}$ — raportul dintre frecvența (pulsația) mărimii $x(f, \omega)$ și frecvența (pulsația) proprie a dispozitivului mobil ($f_0$, $\omega_0$);

$\alpha_c = \frac{M_m}{D}$ — deviația care ar fi produsă de un cuplu activ constant ($f = 0$), egal cu amplitudinea cuplului sinusoidal;

se obțin expresiile finale ale amplitudinii $\alpha_m$ și fazei $\varphi$, anume:

Amplitudinea deviației:

$$\alpha_m = \alpha_c \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda^2)^2 + (2\beta\lambda)^2}} = \gamma\alpha_c, \qquad (A.3.38)$$

unde:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{(1 - \lambda^2)^2 + (2\beta\lambda)^2}} = \frac{\alpha_m}{\alpha_c}. \qquad (A.3.39)$$

și faza:

$$\varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\beta\lambda}{1 - \lambda^2}. \qquad (A.3.40)$$

Astfel, soluția de regim permanent (A.3.32) devine:

$$\alpha = \gamma\alpha_c \sin(\omega t - \varphi), \text{ cu } \alpha_c = \frac{M_m}{D} = K\frac{X_m}{D}. \qquad (A.3.41)$$

Se observă că amplitudinea deviației $\alpha_m = \gamma\alpha_c$ depinde de un factor $\gamma$ a cărui valoare este funcție de raportul $\lambda$ dintre frecvența mărimii de la intrare și frecvența organului mobil ($\lambda = f/f_0$). Analizînd modul cum se modifică $\gamma$ funcție de $\lambda$ se constată că nu toate instrumentele pot

funcționa sub acțiunea unui cuplu sinusoidal ci numai acelea caracterizate printr-un moment de inerție mic, respectiv printr-o frecvență proprie mare, avînd în vedere că între $f_0$ și $J$ există relația :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{D}{J}}. \tag{A.3.42}$$

Din punct de vedere al frecvenței proprii $f_0$ (respectiv al inerției dispozitivului mobil) se disting :

— instrumente cu inerție mare a dispozitivului mobil ;

— instrumente cu inerție mică a dispozitivului mobil ;

*Instrumentele cu inerție mare ($J$ — mare)*, caracterizate prin frecvență proprie ($f_0$) mică, nu pot urmări oscilațiile impuse de cuplul activ de frecvență $f$ deoarece, conform cu (A.3.39), $f_0 \ll f$, $\lambda \gg 1$ și $\gamma \cong 0$, rezultînd :

$$\alpha_m = \gamma\alpha_c = \gamma\frac{M_m}{D} = \gamma\frac{K}{D}X_m = 0. \tag{A.3.43}$$

Prin urmare dispozitivul mobil al instrumentului cu inerție mare nu deviază ($\alpha_m = 0$, $\alpha = 0$) deși asupra dispozitivului mobil acționează un cuplu activ nenul ($M_m \neq 0$).

*Exemplu*. Dacă frecvența proprie a unui instrument magnetoelectric este de ordinul $f_0 = 1$ Hz și frecvența mărimii (curentului alternativ) de la intrare este $f = 50$ Hz, rezultă $\lambda = 50$, $\gamma < 1/2\,500 = 0{,}0004$ și deci $\alpha_m = 0{,}0004 \cdot \alpha_c \cong 0$. Amplitudinea mișcării este practic nulă deoarece $\alpha_m$ este de 2 500 ori mai mică decît deviația $\alpha_c$ produsă în curent continuu de un curent echivalent.

*Instrumentele cu moment de inerție mic ($J$ — mic)*, caracterizate prin frecvență proprie $f_0$ mare, pot urmări oscilațiile impuse de cuplul activ într-un anumit domeniu de frecvență pentru care $\gamma > 0$. Pentru un cuplu activ de amplitudine dată $\left(M_m = \text{const.},\ \alpha_c = \frac{M_m}{D} = \text{const.}\right)$, amplitudinea mișcării ($\alpha_m = \gamma \cdot \alpha_c$) poate fi mai mare sau mai mică decît valoarea de referință $\alpha_c$ funcție de valoarea factorului $\gamma$ în raport cu unitatea. Dependența parametrilor mișcării ($\alpha_m$ și $\varphi$) de frecvența cuplului activ și de constantele constructive ale dispozitivului mobil poate fi urmărită prin intermediul parametrilor $\lambda$ și $\beta$ în figura A.3.4.

Se constată că dispozitivul mobil, sub acțiunea unui cuplu sinusoidal, efectuează oscilații neamortizate în jurul reperului zero (A.3.41), a căror amplitudine $\alpha_m$ este egală cu $\alpha_c$ pentru

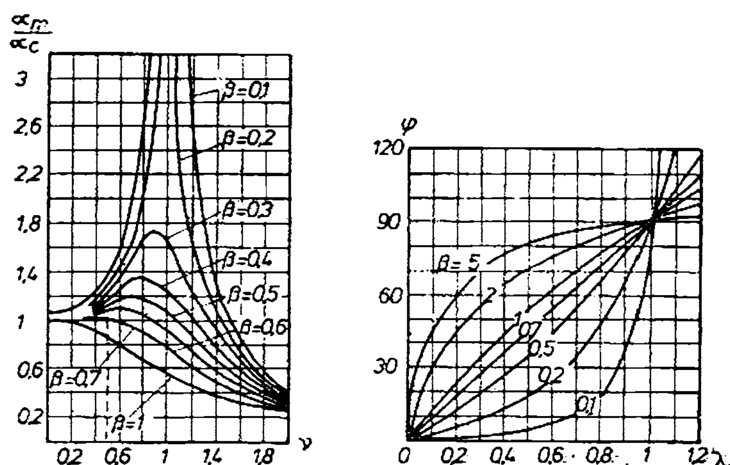



**Fig. A.3.4. Dependența mărimilor $\alpha_m$ și $\varphi$ de parametrii $\lambda$ și $\beta$.**

$\lambda = 0$ ($f = 0$) și nulă pentru $\lambda = \infty$ ($f = \infty$), indiferent de valoarea gradului de amortizare $\beta$.

Pentru a analiza variația amplitudinii $\alpha_m$ funcție de $\lambda$ între valorile extreme $(0, \infty)$ se calculează derivata $\frac{d\alpha_m}{d\lambda} = 0$. Din calcul rezultă următoarele două posibilități funcție de valorile lui $\beta$:

— dacă $1 - 2\beta^2 > 0$, respectiv $\beta < 0.707$, pentru:

$$\lambda_{max} = \sqrt{1 - 2\beta^2} \tag{A.3.44}$$

amplitudinea mișcării trece printr-un maxim:

$$\alpha_{m\ max} = \frac{\alpha_c}{2\beta\sqrt{1 - \beta^2}}; \tag{A.3.45}$$

— dacă $1 - 2\beta^2 < 0$, respectiv $\beta > 0,707$, amplitudinea mișcării este continuu descrescătoare ($\alpha_m < \alpha_c$).

*Observații.* În practică interesează următoarele două cazuri:

a. *Instrumente la care amplitudinea deviației este proporțională cu mărimea de la intrare independent de frecvență într-un domeniu dat* (cazul buclelor de oscilograf). Acestea se construiesc cu un grad de amortizare $\beta = 0.7$, pentru care, conform cu figura A.3.4. în domeniul de frecvență $f = 0\ldots0,5f_0$ factorul $\gamma = 1 = \text{const}$. Prin urmare, pentru domeniul de frecvență menționat:

$$\alpha_m \approx \alpha_c = \frac{M_m}{D} = \frac{K}{D} X_m. \tag{A.3.46}$$

b. *Instrumente acordate la rezonanță* (cazul galvanometrelor de vibrație). La aceste instrumente se realizează prin construcție condițiile:

$$\beta \ll 1, \quad f_0 = f, \quad (\lambda = 1); \tag{A.3.47}$$

În acest caz se obține, ținînd seama de (A.3.45) și (A.3.47):

$$\alpha_{m\ max} = \frac{\alpha_c}{2\beta}. \tag{A.3.48}$$

Prin acordul la rezonanță ($f_0 = f$) sensibilitatea instrumentului crește foarte mult, obținîndu-se o deviație mare chiar pentru un semnal de valoare mică la intrare.

A.3.2.2. **Mișcarea dispozitivului mobil în regim dinamic sub acțiunea unui cuplu activ cu variație nesinusoidală în timp.** În acest caz cuplul activ instantaneu, proporțional cu valoarea instantanee a unei mărimi nesinusoidale, este de forma:

$$m = m(t) \tag{A.3.49}$$

și poate fi descompus în serie Fourier:

$$m(t) = M_0 + \sum_{1}^{\infty} M_{mn} \sin(n\omega t + \theta_n), \tag{A.3.50}$$

în care $M_0$ este componenta continuă, $M_{mn}$, $\theta_n$ — amplitudinea, respectiv faza inițială, a armonicii de ordin $n$, $\omega$ — pulsația fundamentalei. În relația (A.3.50):

$$M_0 = M_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T m(t)dt. \tag{A.3.51}$$

Mișcarea de regim permanent este descrisă de suma soluțiilor particulare obținute înlocuind $m(t)$ în ecuația de mișcare (A.3.29), succesiv, cu fiecare termen al sumei (A.3.50).

Considerînd, de exemplu, armonica de ordin $n$:

$$m_n = M_{mn} \sin(n\omega t + \theta_n) \qquad \text{(A.3.52)}$$

se obține soluția particulară corespunzătoare, de forma:

$$\alpha_n = \alpha_{mn} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n), \qquad \text{(A.3.53)}$$

în care $\alpha_{mn}$ este amplitudinea armonicii de ordin $n$, $\varphi_n$ — defazajul ei în raport cu armonica corespunzătoare a cuplului. Procedînd în același mod ca în § 2.1 se obțin parametrii $\alpha_{mn}$ și $\varphi_n$:

$$\alpha_{mn} = \alpha_{cn} \frac{1}{\sqrt{(1-\lambda_n^2)^2 + (2\beta\lambda_n)^2}} = \gamma_n \alpha_{cn}; \qquad \text{(A.3.54)}$$

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{2\beta\lambda_n}{1-\lambda_n^2}, \qquad \text{(A.3.55)}$$

unde:

$$\gamma_n = \frac{1}{\sqrt{(1-\lambda_n^2)^2 + (2\beta\lambda_n)^2}}; \qquad \text{(A.3.56)}$$

$\lambda_n = \frac{\omega_n}{\omega_0} = \frac{n\omega}{\omega_0} = \frac{nf}{f_0} = n\lambda$, $\alpha_{cn} = \frac{M_{mn}}{D}$ — deviația care ar fi produsă de un cuplu activ constant ($f = 0$), egal cu amplitudinea cuplului determinat de armonica de ordin $n$. Soluția pentru armonica de ordin $n$ devine:

$$\alpha_n = \gamma_n \alpha_{cn} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n) \qquad \text{(A.3.57)}$$

iar soluția corespunzătoare pentru întreg spectrul de armonici, de forma:

$$\alpha = \alpha_0 + \sum_{1}^{\infty} \alpha_n, \quad \text{unde } \alpha_0 = \frac{M_0}{D} = \frac{M_{med}}{D} \qquad \text{(A.3.58)}$$

rezultă:

$$\alpha = \alpha_0 + \sum_{1}^{\infty} \gamma_n \alpha_{cn} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n), \qquad \text{(A.3.59)}$$

sau:

$$\alpha = \frac{M_{med}}{D} + \gamma_n \cdot \sum_{1}^{\infty} \frac{M_{mn}}{D} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n). \qquad \text{(A.3.60)}$$

Mișcarea dispozitivului mobil este determinată de deviația $\alpha_0$ provocată de cuplul activ mediu și de suma componentelor ($\sum_{1}^{\infty} \alpha_n$) determinate de armonicile cuplului activ. Amplitudinile și fazele componentelor deviației corespunzătoare armonicilor depind de parametrii $\lambda_n$ și $\beta$, pentru fiecare dintre armonici putîndu-se trasa curbe de dependență de forma celor prezentate în figura A.3.4.

Răspunsul instrumentului de măsurare la acțiunea cuplului periodic nesinusoidal depinde și în acest caz de inerția dispozitivului mobil.

a. *Instrumentele cu inerție mare (frecvență proprie mică)* nu pot urmări oscilațiile impuse de armonici astfel încît deviația lor este proporțională cu cuplul activ mediu. În adevăr, deoarece $f_0 \ll f_n$ se deduce: $\lambda_n = f_n/f_0 \gg 1$, $\gamma_n \approx 0$ și deci al doilea termen din relația (A.3.60) se anulează, rezultînd final:

$$\alpha = \frac{M_{med}}{D} = \frac{K}{D} X_{med}. \qquad \text{(A.3.61)}$$

Prin urmare, dacă la intrarea instrumentului cu inerţie mare se aplică un semnal periodic cu componentă continuă, deviaţia lui este proporţională cu valoarea medie a mărimii de intrare. (Exemplu: instrumente cu redresor). Dacă valoarea medie a mărimii periodice este nulă instrumentul nu deviază.

b. *Instrumente cu inerţie mică (frecvenţa proprie mare)* pot urmări oscilaţiile mărimii de la intrare deoarece în acest caz rezultă $\gamma_n > 0$. În practică se întîlnesc cele două cazuri menţionate în § 2.1, *a* şi *b*.

A.3.2.3. **Mişcarea dispozitivului mobil în regim dinamic sub acţiunea unui cuplu activ proporţional cu pătratul unei mărimi sinusoidale.** În acest caz $m = kx^2$. Mărimea de la intrare fiind de forma $x = X_m \sin \omega t$, cuplul activ instantaneu se poate exprima prin:

$$m = P \sin^2 \omega t = \frac{P}{2} - \frac{P}{2} \cos 2\omega t, \tag{A.3.62}$$

unde:

$$P = KX_m^2. \tag{A.3.63}$$

Ecuaţia de mişcare a dispozitivului mobil (A.3.29) devine:

$$J \frac{d^2\alpha}{dt^2} + A \frac{d\alpha}{dt} + D\alpha = \frac{P}{2} - \frac{P}{2} \cos 2\omega t. \tag{A.3.64}$$

Soluţia de regim permanent a ecuaţiei este de forma:

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2, \tag{A.3.65}$$

unde $\alpha_1 = \frac{P}{2D}$ este determinată de componenta continuă a cuplului $\left(\frac{P}{2}\right)$, iar $\alpha_2 = \alpha_m \cos(2\omega t - \psi)$ este determinată de componenta variabilă cu frecvenţa dublă $\left(\frac{P}{2} \cos 2\omega t\right)$.

Parametrii componentei variabile $\alpha_m$ şi $\psi$ se determină prin acelaşi procedeu, utilizat în § 2.1. obţinîndu-se final soluţia:

$$\alpha = \frac{P}{2D} - \sigma \frac{P}{2D} \cos(2\omega t - \psi), \tag{A.3.66}$$

unde:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{(1 - 4\lambda^2)^2 + (4\beta\lambda)^2}}, \quad \psi = \operatorname{arctg} \frac{4\beta\lambda}{1 - 4\lambda^2}. \tag{A.3.67}$$

Prin urmare, dispozitivul mobil execută o serie de oscilaţii de pulsaţie dublă în jurul unei poziţii medii care corespunde unei deviaţii constante, egală cu $\frac{P}{2D}$. Se disting următoarele cazuri practice:

a. *Instrumente cu inerţie mare* (frecvenţă proprie mică). În cazul acestei categorii de instrumente componenta periodică de frecvenţă dublă se anulează deoarece: $f_0 \ll f$, $\lambda \gg 1$ şi $\alpha_2 = 0$; rezultă deci:

$$\alpha = \frac{P}{2D} = \frac{K}{2D} X_m^2 = \frac{K}{D} X^2, \tag{A.3.68}$$

unde $X$ este valoarea efectivă a mărimii de intrare. Prin urmare, deviaţia instrumentului cu inerţie mare este constantă, proporţională cu pătratul valorii efective a mărimii sinusoidale aplicate la intrare.

*Aplicaţii:* instrumente feromagnetice, ferodinamice, electrostatice, — la funcţionarea în curent alternativ.

b. *Instrumente cu inerție mică* (frecvența proprie mare). În acest caz $f_0 \gg f$, $\lambda \approx 0$ și $\sigma \approx 1$ indiferent de valoarea gradului de amortizare și soluția (A.3.66) devine:

$$\alpha = \frac{P}{2D} - \frac{P}{2D}\cos(2\omega t - \psi). \tag{A.3.69}$$

Prin urmare dispozitivul mobil cu inerție mică oscilează cu frecvență dublă ($2f$) în jurul poziției corespunzătoare valorii medii $\left(\frac{P}{2D}\right)$ a cuplului activ.

c. *Instrumente funcționînd la rezonanță.* La unele instrumente cu inerție mică prin construcție se realizează condiția $f_0 = 2f$ ($\lambda = 1/2$). În acest caz se produce fenomenul de rezonanță mecanică caracterizat prin creșterea amplitudinii oscilațiilor la valori cu atît mai mari cu cît gradul de amortizare este mai mic. Pentru $\beta$ foarte mic și $\lambda = 1/2$ amplitudinile oscilațiilor rezultă:

$$\alpha_{m \cdot max} = \frac{1}{2\beta} \cdot \frac{P}{2D}. \tag{A.3.70}$$

Un caz similar de funcționare la rezonanță este acela al frecvențmetrelor cu lame vibrante.

## A.4. SENSIBILITATEA TUBULUI CATODIC

Sensibilitatea tubului catodic se calculează pe baza ecuației de mișcare a electronului în cîmpul electrostatic dintre plăcile de deflexie, care formează un condensator plan paralel (fig. A.4.1).

Electronul emis de catod este accelerat de anodul de preaccelerare pînă la viteza $v$, ce rezultă din legea conservării energiei

$$eU_a = \frac{mv^2}{2}, \tag{A.4.1}$$

$e$ și $m$ fiind sarcina electrică respectiv masa electronului, iar $U_a$ — tensiunea anodului de preaccelerare. În sistemul de coordonate $zOy$ electronul se află în cîmpul electric al plăcilor de deflexie, de intensitate $E = U_d/d$ și va descrie o traiectorie curbă:

— după axa $Oz$ cu legea:

$$z = v \cdot t;$$

— după axa $Oy$ cu legea:

$$y = at^2/2, \text{ cu } a = F/m = E \cdot e/m.$$

La ieșirea electronului din cîmpul electrostatic (pct. $O'$ de abscisă $z_1 = l$ și ordonată $y_1 = U_d l^2/(4dU_a)$ traiectoria electronului are direcția:

$$\text{tg}\,\alpha = \left(\frac{dy}{dz}\right)_{z=l} = \frac{U_d l}{2dU_a}.$$

Deviația electronului pe ecran este:

$$Y = y_1 + L\,\text{tg}\,\alpha = \frac{U_d l}{2dU_a}\left(\frac{l}{2} + L\right) \approx \frac{U_d lL}{2dU_a}. \tag{A.4.2}$$

Mărimea de intrare a tubului catodic fiind tensiunea de deflexie $U_d$ iar cea de ieșire — deviația $Y$, sensibilitatea tubului catodic este:

$$S = \frac{dY}{dU_d} = \frac{lL}{2dU_a}. \tag{A.4.3}$$

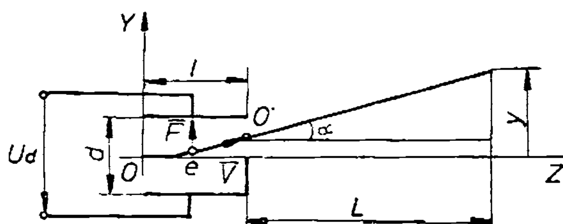



Fig. A.4.1. Mișcarea electronului în tubul catodic.

## A.5. SEMNIFICAŢIILE UNOR NOTAŢII

| | |
|---|---|
| BCD | — Binary Coded Decimal = cod zecimal codificat binar. |
| Buffer | — Registru tampon. |
| CAMAC | — Computer Application to Measurement and Control. |
| Dual Trace Scope | — osciloscop cu un spot şi două canale. |
| Dual Beam Scope | — osciloscop cu două spoturi. |
| Dual Gun Scope | — osciloscop cu două tunuri |
| Display | — afişaj. |
| laser | — Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation = amplificarea luminii prin emisia stimulată a radiaţiei. |
| LCD | — Liquid Cristal Display — afişaj cu cristale lichide. |
| LED | — Light Emitting Diode — diodă luminiscentă. |
| LSB | — Less Significant Bit — bitul cel mai puţin semnificativ. |
| MSB | — Most Significant Bit — bitul cel mai semnificativ. |
| NBCD | — Natural Binary Coded Decimal — cod zecimal codificat binar natural. |
| NMRR | — Normal Mode Rejection Ratio — raport de rejecţie al perturbaţiilor serie. |
| PE | — Preset Enable — comandă de prepoziţionare. |
| Preset | — prepoziţionare (la numărătoare). |
| PROM | — Programable Read Only Memory — memorie permanentă programabilă |
| RAM | — Random Acces Memory — memorie cu acces aleatoriu. |
| ROM | — Read Only Memory — memorie permanentă. |
| radar | — Radio Aids for Detection and Ranging — mijloace radio pentru detectarea şi determinarea distanţei. |
| reset | — anulare, ştergere. |
| set | — poziţionare |
| Split Beam Scope | — osciloscop cu fascicul divizat. |

# BIBLIOGRAFIE


1. A n t o n i u, I. S. *Aparate de măsurat şi măsuri electrice generale.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1962.
2. A n t o n i u, M. *Măsuri electrice şi electronice.* Iaşi, Litografia I.P.I., partea I, 1976, partea a II-a 1981.
3. A u s l a n d e r, D. M., S a g u e s, P. *Microprocessors for measurement and control.* Berkeley, California, Osborne/Mc. Graw-Hill, 1981.
4. B a s s, H. G. *Introduction to engineering measurements.* New York, Mc. Graw-Hill, 1971.
5. B a s s i è r e, M., G a i g u e b e t, E. *Métrologie générale, théorie de la mesure, les instruments et leurs emploi.* Paris, Dunod, 1966.
6. B u d e a n u, C. *Curs de măsuri electrice,* vol. I, vol. II. Institutul Politehnic Bucureşti, 1946.
7. B u z d u g a n, G h., B l u m e n f e l d, M. *Tensometria electrică rezistivă.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1966.
8. B ă r b u l e s c u, D. *Măsurări electrice.* Iaşi, Litografia I.P.I., partea I, 1975, partea a II-a 1978.
9. C a g e, O., O l i v e r, B. *Electronic measurements and instrumentations.* New York, Londra, Mc. Graw-Hill, 1971.
10. C i o r ă s c u, F., S p î n u l e s c u, I. *Măsurări electrice şi electronice.* Bucureşti, Editura Didactică Şi Pedagogică, 1973.
11. C o o p e r, W. D. *Electronic instrumentation and measurements techniques.* New York, Prentice-Hall, 1970.
12. C ă l u e a n u D., ş.a. *Instalaţii electrice la bordul navelor.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1981.
13. E i s e n h a r t,, C. *Realistic Evalution of the Precision and Accuracy of Instrument Calibration System.* Washington, N B S Miscellaneous Publication, 248, 1962.
14. G o l d i n g, E., W. *Electrical measurements and measuring instruments.* Londra, Isac Pitman, 1963.
15. G r a v e, F. H. *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice.* Traducere din limba germană. Bucureşti, Editura Tehnică, 1966.
16. H a r r i s, F. K. *Electrical measurements.* New York, J. Willey, 1952.
17. H a r t, H. *Einführung in die Messtechnik.* Berlin, VEB Verlag Technik, 1980.
18. H o r t o p a n G h., H o r t o p a n, V. *Şunturi şi divizoare de tensiune.* Bucureşti, Editura Tehnică, 1978.
19. I d r a c, J. *Mesures et instruments.* Paris, Dunod, 1960.
20. I l i u k o v i c i, A. M. *Tehnika elektrometrii.* Moskva, Izd. Energhia, 1976.
21. I o n e s c u, F l. *Măsurări electrice şi electronice.* Litografia I.P.B., 1981.
22. K e n n e t h, A. *Transducer measurements.* Beaverton, Oregon, Tektronix, Inc. 1971.
23. L e a n i n g, M. S., F i n k e l s t e i n, L. *A probabilistic Treatment of Measurement Uncertainty in the Formal Theory of Measurement.* Acta IMEKO VIII 1979, Praprint Section I, Theory and Major Problems of Measurement. S1-17.

24. L i o n, K. S. *Instrumentation in Scientific Research*. New York, Londra, Mc. Graw-Hill Book Co., 1959.
25. L u p p o l d, D. S. *Precision d.c. measurements and standards*. Reading. Ma., Addison Wesley Publ. Co., 1969.
26. M a n o l e s c u, P. *Măsurări electrice industriale, vol. I. Măsurarea mărimilor electrice*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1966.
27. M a n o l e s c u, P., I o n e s c u-G o l o v a n o v, C. *Măsurări electrice şi electronice*. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1980.
28. M a r c h i d a n, D. I., C i o p e c, M. *Temperatura, scări, metode şi mijloace de măsurare*. Bucureşti, Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică, 1977.
29. M e r z, L. *Grundkurs der Messtechnik, Teil I. Das Messen elektrischer grössen*. München, R. Oldenburg, 1965.
30. M i l l e a, A. *Măsurări electrice. Principii şi metode*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1980.
31. M i r s k y, G. *Radioelectronic measurements*. Moscova, Mir publishers, 1978.
32. N i c o l a u, E. (coordonator). *Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1979.
33. N i c o l a u, E., B e l i ş, M. *Măsurări electrice şi electronice*. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1979.
34. N i c o l a u, T h., ş.a. *Măsurări electronice în industrie*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1964.
35. P a l m, A. *Elektrische Messgeräte und Messeinrichtungen*. Berlin, Göttingen, Heidelberg, Springer Verlag, 1957.
36. P a t a c h i, N., ş.a. *Memorator de măsurări electrice* vol. I, vol. II. Cluj, Editura Dacia, 1974.
37. P o p, E., S t o i c a, V. *Principii şi metode de măsurare numerică*. Timişoara, Editura Facla, 1977.
38. P o p, E., ş.a. *Tehnici moderne de măsurare*. Timişoara, Editura Facla, 1983.
39. P o p e s c u, A l. T h. *Măsurări electrice. Note de curs*. Bibl. Facultăţii de Electrotehnică, IPB, 1969.
40. P o p e s c u, A l. T h. *Analiza armonică a funcţiilor periodice nesinusoidale*. Bucureşti, Litografia I.P.B., 1947.
41. P o p e s c u, A l. T h. *Îndreptar pentru lucrări de laborator de măsuri electrice şi magnetice*. Bucureşti, Litografia I.P.B., 1969.
42. S c h n e i d e r, D. B. *Error Analysis in Metrology*. Washington, NBS Miscellaneous Publication 248, 1962.
43. S z a b o, W., S z e k e l y, I. *Măsurări electrice, vol II*. Braşov, Litografia Universitatea Braşov, 1975.
44. S z a b o, W., S z e k e l y, I. *Măsurări electrice şi electronice*, vol. I. Braşov, Litografia Universitatea Braşov, 1982.
45. T h u r i n, J. *Mésures électriques et electroniques*. Paris, Eyrolles, 1977.
46. T ö l l e, H. *Măsurări în instalaţiile termice*. Traducere din limba germană, Bucureşti. Editura Tehnică, 1972.
47. T u r i c i n, A. M. *Elektriceskie izmerenia neelektriceskih velicin*. Moscva, Izd. Energhia, 1966.
48. V a s i l i u, V., B l ă n a r u, C. *Interferometrie laser utilizabilă în aplicaţii industriale*. LOP-25-82, Bucureşti, Ed. ICEFIZ, 1982.
49. V a s i l i u, V., D r ă g ă n e s c u, V. *Echipamente cu laser He-Ne de orientare, dirijare, ghidare şi aliniere*. LOR-29-1982, Ed. ICEFIZ, 1982.
50. W i e n e r, U. *Măsurări electrice industriale*, vol. II. *Măsurarea mărimilor magnetice*. Bucureşti, Editura Tehnică, 1969.
51. W i e n e r, U. *Noţiuni de teoria măsurării*. Bucureşti, Litografia ASE, 1973.
52. W o o l v e t, G. A. *Transducers in digital systems*. Southgate House, Stevenage, Herts, England, Peter Peregrinus Ltd, 1977.
53. * * * *Sistemul internaţional de unităţi (SI)*. Bucureşti, Editura Didactică şi Pedagogică, 1979.
54. * * * *Legea metrologiei nr. 27/1978*.
55. * * * I. N. *Metrologie Bucureşti. Catalog de aparate*. 1982.
56. * * * IAEM Timişoara. *Catalog de aparate*. 1982.
57. * * * IEMI Bucureşti. *Catalog de aparate*, 1980.
58. * * * FEA Bucureşti. *Catalog de produse*, 1980.
59. * * * *Colecţiile revistelor Metrologia aplicată, Controlul calităţii produselor şi metrologie.*

**Mișcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu sub acțiunea unui cuplu activ constant**

| Cazul | Cuplul activ | Deviația instrumentului în regim: permanent | Deviația instrumentului în regim: tranzitoriu | Felul mișcării | Curbe $\alpha(t)$; $\left(\beta = \frac{A}{2\sqrt{JD}}\right)$ |
|---|---|---|---|---|---|
| a | constant $M_a = KX$ $X = ct$ | $\alpha_p = \frac{M_a}{D}$ | $\beta < 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\cdot t + \text{arc tg}\,\frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right)$ <br> $\beta = 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p(1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}$. <br> $\beta > 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2-1}} \text{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2-1}\cdot t + \text{arc th}\,\frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}\right)$ | Oscilatorie amortizată <br> Aperiodică amortizată critic <br> Aperiodică supraamortizată | |

**Mișcarea dispozitivului mobil în regim permanent sub acțiunea unui cuplu activ periodic**

| Cazul | Cuplul activ | Soluția ecuației de mișcare în regim permanent | Instrumente cu inerție ($I$) | Valori ale parametrilor caracteristici | Deviația instrumentului | Curbe reprezentative |
|---|---|---|---|---|---|---|
| b | sinusoidal <br> $m = M_m \sin \omega t$ <br> $M_m = KX_m$ | $\alpha = \gamma \frac{M_m}{D} \sin(\omega t - \varphi)$ <br> $\gamma = \frac{1}{\sqrt{(1-\lambda^2)^2 + (2\beta\lambda)^2}}$; <br> $\lambda = \frac{f}{f_0}$; $f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{D}{J}}$ | mare | $f_0 \ll f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma \simeq 0$ | $\alpha = 0$ | |
| | | | mică | $\beta = 0,707$ <br> $\lambda = 0\ldots0,5$ <br> $\gamma = 1$ | $\alpha = \frac{K}{D} X_m \sin(\omega t - \varphi)$ | |
| | | | | $f_0 = f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma = \gamma_{max} = \frac{1}{2\beta}$ | $\alpha_{m.max} = \frac{1}{2\beta} \frac{K}{D} X_m$ | |
| c | nesinusoidal <br> $m = M_0 + \sum_1^\infty M_n$ <br> $M_0 = M_{med} = \frac{1}{T}\int_0^T m dt$ <br> $m_n = M_{mn} \sin(n\omega t + \theta_n)$ | $\alpha = \frac{M_{med}}{D} + \gamma_n \sum_1^\infty \frac{M_{mn}}{D} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n)$ <br> $\gamma_n = \frac{1}{\sqrt{(1-n^2\lambda^2)^2 + (2n\beta\lambda)^2}}$ | mare | $f_0 \ll f_n$ <br> $\lambda_n \gg 1$ <br> $\gamma_n \simeq 0$ | $\alpha = \frac{M_{med}}{D}$ | |
| | | | mică | $\beta = 0,707$ <br> $\gamma_n = 1$ | $\alpha = \frac{M_{med}}{D} + \sum_1^\infty \frac{M_{mn}}{D} \cdot$ <br> $\cdot \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n)$ | |
| | | | | $f_0 = f_n = nf$ <br> $\beta \ll 1$ <br> $\gamma = \gamma_{n\,max}$ | $\alpha_{mn.max} = \frac{1}{2\beta} \cdot \frac{K}{D} X_{mn}$ | |
| d | proporțional cu pătratul unei mărimi sinusoidale <br> $m = P \sin^2 \omega t = \frac{P}{2} - \frac{P}{2} \cos 2\omega t$ <br> $P = KX_m^2$ <br> Idem: forță activa: <br> $F(t) = F_m \sin^2 \omega t$ <br> $F_m = KX_m^2$ | $\alpha = \frac{P}{2D} - \gamma_1 \cdot \frac{P}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ <br> $\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{(1-4\lambda^2)^2 + (4\beta\lambda)^2}}$ <br> $\delta = \frac{F_m}{2D} - \gamma \frac{F_m}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ <br> $\delta$ — deviația (deplasarea) dispozitivului mobil | mare | $f_0 \ll f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma_1 \cong 0$ | $\alpha = \frac{P}{2D} = \frac{K}{D} X^2$ | |
| | | | mică | $f_0 \gg f$ <br> $\lambda \cong 0$ <br> $\gamma_1 = 1$ | $\alpha = \frac{P}{2D} - \frac{P}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ | |
| | | | | $f_0 = 2f$ <br> $\beta \ll 1$ <br> $\gamma_1 = \gamma_{1\,max}$ | $\delta_{m.max} = \gamma_{1.max} \cdot \frac{F_m}{2D}$ | |

Tabelul 5.2

**Mişcarea dispozitivului mobil în regim tranzitoriu sub acţiunea unui cuplu activ constant**

| Deviaţia instrumentului în regim: ...ermanent | Deviaţia instrumentului în regim: tranzitoriu | Felul mişcării | Curbe $\alpha(t)$; $\left(\beta = \frac{A}{2\sqrt{JD}}\right)$ | Aplicaţii |
|---|---|---|---|---|
| $\alpha_p = \frac{M_a}{D}$ | $\beta < 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{1-\beta^2}} \sin\left(\omega_0\sqrt{1-\beta^2}\cdot t + \text{arc tg}\, \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}\right)$ <br> $\beta = 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p(1 + \omega_0 t)e^{-\omega_0 t}$ <br> $\beta > 1 : \alpha = \alpha_p - \alpha_p \frac{e^{-\beta\omega_0 t}}{\sqrt{\beta^2 - 1}} \text{sh}\left(\omega_0\sqrt{\beta^2-1}\cdot t + \text{arc th}\, \frac{\sqrt{\beta^2-1}}{\beta}\right)$ | Oscilatorie amortizată <br> Aperiodică amortizată critic <br> Aperiodică supraamortizată | $\alpha$; $\beta<1$; $\beta=1$; $\alpha_p$; $\beta>1$; 0; $t$ | — Instrumente indicatoare cu amortizare fixă ($\beta = 0,6 - 0,8$) <br> — Galvanometre de curent continuu |

Tabelul 5.3

**Mişcarea dispozitivului mobil în regim permanent sub acţiunea unui cuplu activ periodic**

| ...v | Soluţia ecuaţiei de mişcare în regim permanent | Instrumente cu inerţie ($I$) | Valori ale parametrilor caracteristici | Deviaţia instrumentului | Curbe reprezentative | Aplicaţii |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $\alpha = \gamma \frac{M_m}{D} \sin(\omega t - \varphi)$ <br> $\gamma = \frac{1}{\sqrt{(1-\lambda^2)^2 + (2\beta\lambda)^2}}$; <br> $\lambda = \frac{f}{f_0}$; $f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{D}{J}}$ | mare | $f_0 \ll f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma \simeq 0$ | $\alpha = 0$ | $\frac{\alpha_m}{\alpha_c}$; $\beta=0,1$; 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; 0,6; 0,7; 1; 2; $\gamma = (\lambda, \beta)$; $\beta = \frac{A}{2\sqrt{JD}}$; 0; 0,5; 1; $\lambda$ | — Instrumente magnetoelectrice în c.a. (nu deviază pentru $f > 10$ Hz) |
| | | mică | $\beta = 0,707$ <br> $\lambda = 0 \ldots 0,5$ <br> $\gamma = 1$ | $\alpha = \frac{K}{D} X_m \sin(\omega t - \varphi)$ | | — Bucle de oscilograf în domeniul: $f = 0 \ldots 0,5 f_0$ |
| | | | $f_0 = f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma = \gamma_{max} = \frac{1}{2\beta}$ | $\alpha_{m, max} = \frac{1}{2\beta} \frac{K}{D} X_m$ | | — Galvanometru de vibraţii (rezonanţă) |
| ...ndt <br> ...$\theta_n$) | $\alpha = \frac{M_{med}}{D} + \gamma_n \sum_1^{\infty} \frac{M_{mn}}{D} \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n)$ <br> $\gamma_n = \frac{1}{\sqrt{(1 - n^2\lambda^2)^2 + (2n\beta\lambda)^2}}$ | mare | $f_0 \ll f_n$ <br> $\lambda_n \gg 1$ <br> $\gamma_n \simeq 0$ | $\alpha = \frac{M_{med}}{D}$ | $x$; $\alpha$; $x_{med}$; 0; $t$ | — Instrumente cu redresor $\alpha = \frac{K}{D} X_{med}$ |
| | | mică | $\beta = 0,707$ <br> $\gamma_n = 1$ | $\alpha = \frac{M_{med}}{D} + \sum_1^{\infty} \frac{M_{mn}}{D} \cdot \sin(n\omega t + \theta_n - \varphi_n)$ | $\alpha$; 0; $t$ | — Bucle de oscilograf în c.a. nesinusoidal |
| | | | $f_0 = f_n = nf$ <br> $\beta \ll 1$ <br> $\gamma = \gamma_{n\,max}$ | $\alpha_{mn, max} = \frac{1}{2\beta} \cdot \frac{K}{D} X_{mn}$ | $\alpha$; 0; $t$ | — Galvanometrul de rezonanţă acordat pe armonica $n$ |
| ...tul unei <br> $\frac{P}{2}\cos 2\omega t$ | $\alpha = \frac{P}{2D} - \gamma_1 \cdot \frac{P}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ <br> $\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{(1 - 4\lambda^2)^2 + (4\beta\lambda)^2}}$ <br> $\delta = \frac{F_m}{2D} - \gamma \frac{F_m}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ <br> $\delta$ — deviaţia (deplasarea) dispozitivului mobil | mare | $f_0 \ll f$ <br> $\lambda \gg 1$ <br> $\gamma_1 \cong 0$ | $\alpha = \frac{P}{2D} = \frac{K}{D} X^2$ | $\alpha$; $\frac{P}{2D}$; 0; $t$ | — Instrumente feromagnetice electrodinamice, electrostatice, funcţionînd în curent alternativ |
| | | mică | $f_0 \gg f$ <br> $\lambda \cong 0$ <br> $\gamma_1 = 1$ | $\alpha = \frac{P}{2D} - \frac{P}{2D} \cos(2\omega t - \psi)$ | | — Vibratoare ferodinamice de oscilograf |
| | | | $f_0 = 2f$ <br> $\beta \ll 1$ <br> $\gamma_1 = \gamma_{1\,max}$ | $\delta_{m, max} = \gamma_{1, max} \cdot \frac{F_m}{2D}$ | | — Instrumente feromagnetice rezonante: frecvenţmetrul cu lame vibrante |